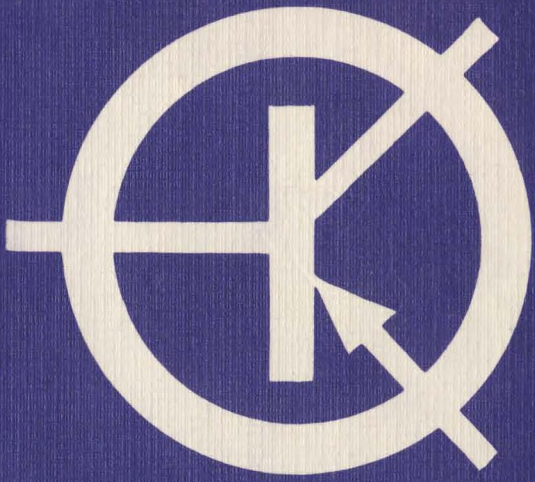
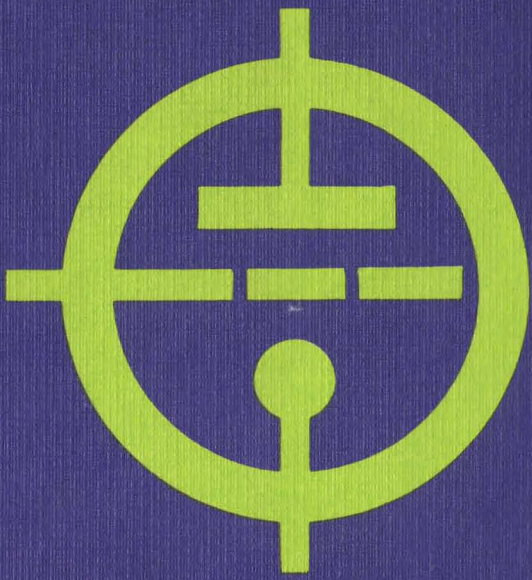
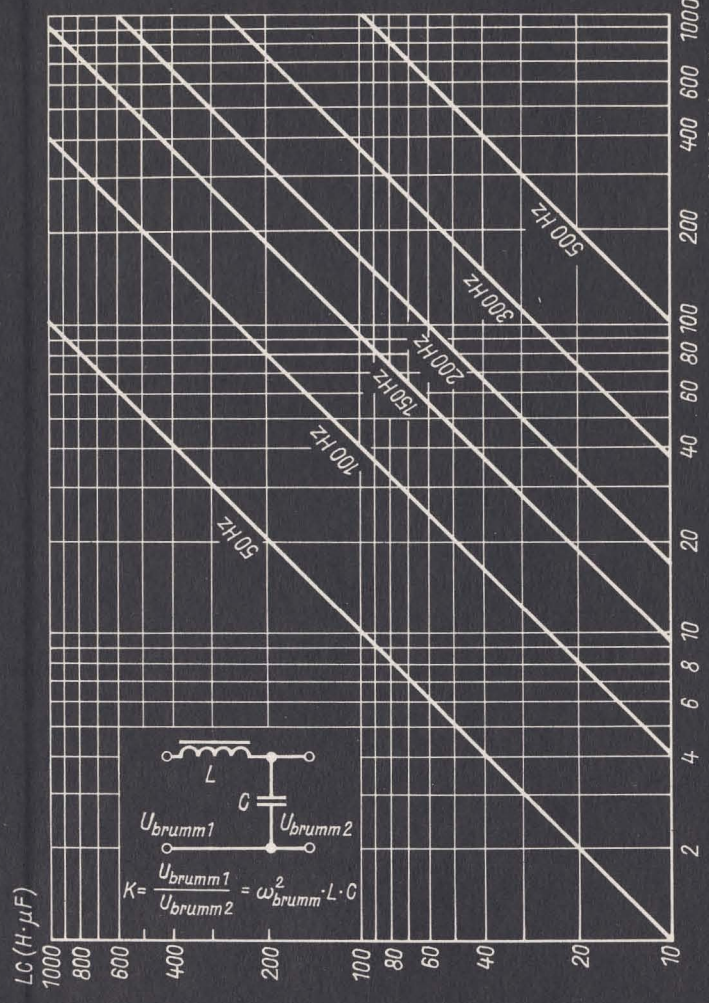


ELEKTRONISCHES JAHRBUCH 1991



Siebfaktor LC - Glied



Siebfaktor RC - Glied

Elektronisches Jahrbuch
für den Funkamateur 1991

Herausgeber: Obering. Karl-Heinz Schubert
Y21XE

Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateur

1991

Brandenburgisches
Verlagshaus

Manuskripte
zur Veröffentlichung im Elektronischen Jahrbuch senden Sie bitte direkt an die Anschrift des Herausgebers:

Obering. Karl-Heinz Schubert
Grünstraße 12
Neuenhagen
1272

Schubert, Karl-Heinz:
Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateur 1991.–
Berlin: Brandenburg. Verl.-Haus, 1990.–
288 S.: 209 Bilder – (Jahrbücher)

ISSN 0424-8678
ISBN 3-327-00937-6

1. Auflage, 1990
© Brandenburgisches Verlagshaus, Berlin 1990
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Graphischer Großbetrieb Pößneck GmbH
Lektor: Wolfgang Stammler
Zeichnungen: Heinz Grothmann
Illustrationen: Harri Förster
Typografie: Ingeburg Zoschke
Redaktionsschluß: 15. Februar 1990
LSV 3535
Bestellnummer: 747 324 3

Inhaltsverzeichnis

1 Leipziger Frühjahrsmesse 1990 9

2 High-Tech-Nabel der Welt für 8 Tage im Jahr 19

Wissenswertes über moderne Technik

André Tatter

3 Synchronsatelliten zur TV-Übertragung 28

Dipl.-Ing. Heinz Bergmann

4 Zeitmultiplexverfahren für das Fernsehen 38

Dipl.-Ing. Gustav Westphal

5 Antennen am Flugzeug 50

Dipl.-Ing. Heinz Bergmann

6 Verarbeitung, Speicherung und Übertragung digitaler Tonsignale 62

Neue Bauelemente der Elektronik

7 Audiovisuelle Steckverbindungen 73

Praxis der Mikrocomputertechnik

Dr.-Ing. Werner Domschke

8 Ein Blick in das Innere von FORTH 83

Dr.-Ing. Werner Domschke
9 Der Kleincomputer *KC compact* 90

Michael Schulz
10 Löten am Heimcomputer – Tips und Kniffe 95

Dipl.-Ing. Jan Bleiß – Y24UO
11 Laufzeittester für *Z 80*-Maschinenprogramme 105

Hans-Peter Falken
12 »REMKILL« – ein Maschinenkodeprogramm in einer nachladbaren BASIC-Zeile 113

Moderne Technik für den Funkamateur

Siegmar Henschel – Y22QN
13 Transistor-Leistungsverstärkerstufen für den VHF/UHF-Bereich 118

Max Perner – Y21UO
14 Bildübertragung durch SSTV 142

15 Schaltungsideen für den Funkamateur 155

Dr. Walter Rohländer – Y22OH
16 Tips für den experimentierfreudigen Funkamateur 165

Ing. Frank Sichla – Y51UO
17 Sprachaufbereitung – eine Übersicht 177

Dipl.-Ing. Fritz Traxler – Y21RD
18 Schmalbandiges HF-Filter für 200 kHz 189

Dr. Walter Rohländer – Y22OH
19 Blick in den Antennenwald 196

20 Mehrbandvariante der »Lazy-Loop«-Antenne 211

Bauanleitungen für den Elektronikamateur

Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE
21 Internationale Schaltungsrevue »Amateurfunk« 216

Dipl.-Ing. Bernd Mager
22 Temperaturregler mit dem *B 555 D* 229

Wolfgang Muckisch
23 Temperaturregler mit dem *A 302 D* 233

Michael Schulz
24 Watt wollen Sie? 20 Watt aus der Streichholzschachtel 236

Aldo Thiel
25 Lichtmengenschalter für den Fotoamateur 243

Ing. Frank Sichla – Y51UO
26 Vielseitiger Impulsgenerator 246

Ing. Dietrich Müller
27 Der Ansteuerschaltkreis *B 4002 D* für Leistungstransistoren . . 250

Harald Stahl
28 UKW-Taschenempfänger mit dem *R 283 D* 255

Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE
29 Schaltungsrevue für Anfänger 258

Wissenswertes aus dem Nachrichtenwesen

Dipl.-Journ. Harry Radke
30 Nicht im stillen Kämmerlein 274

Anhang

31 Neue Begriffe der Kommunikationstechnik (3) 282

1991

	JANUAR	FEBRUAR	MÄRZ
M	7 14 21 28	4 11 18 25	4 11 18 25
D	**1** 8 15 22 29	5 12 19 26	5 12 19 26
M	2 9 16 23 30	6 13 20 27	6 13 20 27
D	3 10 17 24 31	7 14 21 28	7 14 21 28
F	4 11 18 25	1 8 15 22	1 8 15 22 **29**
S	5 12 19 26	2 9 16 23	2 9 16 23 30
S	**6 13 20 27**	**3 10 17 24**	**3 10 17 24 31**

	APRIL	MAI	JUNI
M	**1** 8 15 22 29	6 13 **20** 27	3 10 17 24
D	2 9 16 23 30	7 14 21 28	4 11 18 25
M	3 10 17 24	**1** 8 15 22 29	5 12 19 26
D	4 11 18 25	2 **9** 16 23 30	6 13 20 27
F	5 12 19 26	3 10 17 24 31	7 14 21 28
S	6 13 20 27	4 11 18 25	1 8 15 22 29
S	**7 14 21 28**	**5 12 19 26**	**2 9 16 23 30**

	JULI	AUGUST	SEPTEMBER
M	1 8 15 22 29	5 12 19 26	2 9 16 23 30
D	2 9 16 23 30	6 13 20 27	3 10 17 24
M	3 10 17 24 31	7 14 21 28	4 11 18 25
D	4 11 18 25	1 8 15 22 29	5 12 19 26
F	5 12 19 26	2 9 16 23 30	6 13 20 27
S	6 13 20 27	3 10 17 24 31	7 14 21 28
S	**7 14 21 28**	**4 11 18 25**	**1 8 15 22 29**

	OKTOBER	NOVEMBER	DEZEMBER
M	7 14 21 28	4 11 18 25	2 9 16 23 30
D	1 8 15 22 29	5 12 19 26	3 10 17 24 31
M	2 9 16 23 30	6 13 **20** 27	4 11 18 **25**
D	3 10 17 24 31	7 14 21 28	5 12 19 **26**
F	4 11 18 25	1 8 15 22 29	6 13 20 27
S	5 12 19 26	2 9 16 23 30	7 14 21 28
S	**6 13 20 27**	**3 10 17 24**	**1 8 15 22 29**

1 Leipziger Frühjahrsmesse mit neuem Profil

Als langjähriger Messe-Berichterstatter kam man sich im März 90 ein wenig neu in Leipzig vor. Nahezu jeder Quadratmeter der Messestadt war belegt von Ausstellern, die über das offizielle Programm hinaus gekommen waren, vornehmlich aus der Bundesrepublik. Als Ost-West-Drehscheibe hat Leipzig eine völlig neue Bedeutung erlangt, die COCOM-Liste zerbröckelt, und besonders für die vielen High-Tech-Anbieter zwischen Tokio und Berlin ist der Osteuropa-Markt interessanter denn je, steht ihnen doch hier ein wahrhaft riesiges Interessentenpotential gegenüber.

RFT vor dem Aus?

Keinesfalls, wie der Pressereferent des Kombinats *Rundfunk und Fernsehen, Jörg Mantzsch*, versicherte. Das Kombinat setze in Zukunft vor allem auf seine gut ausgebaute und profilierungsfähige Fernsehgeräte-Produktion. Da man nunmehr in der Lage ist, sich seine Zulieferer und Komponentenproduzenten selbst auszusuchen, also vom Inner-DDR-Angebot unabhängig ist, wird die Fernsehgeräteproduktion effektiver und schneller den aktuellen Trends folgen können. Die Signalverarbeitung entspricht in vielen Parametern dem internationalen Spitzenniveau, durch Einsatz der neuen IS-Reihe wird aus der »guten alten« PIL-Röhre, die durchaus international noch nicht »out« ist, wie das Angebot auch renommierter Firmen beweist, das letzte an Farbreinheit und Schärfe herausgeholt. Die Chassis der 4. Generation sind zu 70% SMD-bestückt, was hohe Fertigungseffizienz bedeutet, und für den Einsatz moderner Features vorbereitet. So wird auch in Staßfurt an D2-MAC gedacht. Auf der Messe waren zahlreiche Varianten von 51- und 67-cm-Geräten, aber auch die 70-cm-Bildschirmdiagonale zu sehen. Das Design entsprach dem internationalen Standard, die Geräte waren

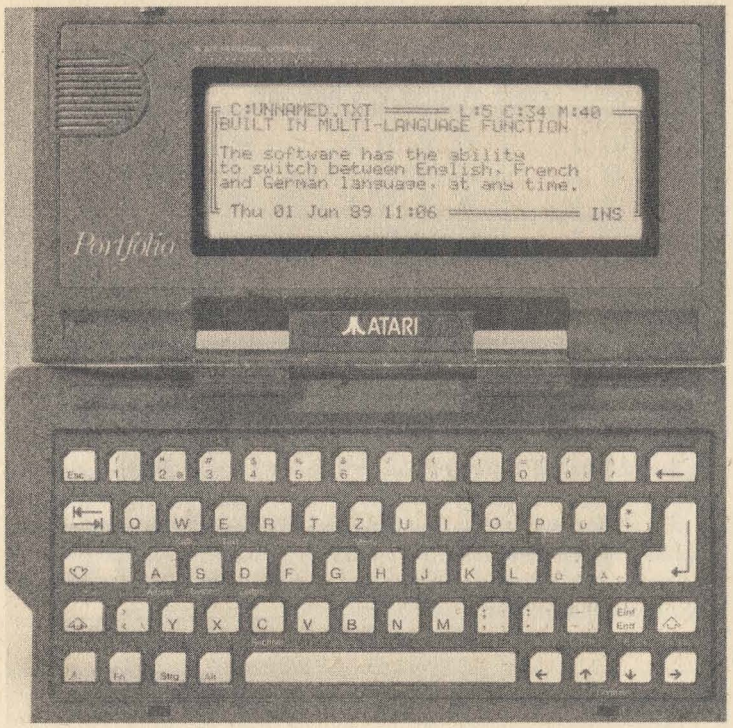


Bild 1 Der ATARI-Portfolio ist ein Pocket-Computer-ähnlicher MS-DOS-kompatibler Mini-PC auf Basis des 80 C 88 von Intel mit 4,97 MHz Taktfrequenz, bis 640 KByte Arbeitsspeicher und einem LC-Display nach MDA-Standard mit 8 Zeilen zu 40 Zeichen. Die Tastatur ist im PC-Layout ausgeführt, Interface-Steckmodule ermöglichen den Anschluß an Drucker, PCs und andere Peripheriegeräte (Foto: Werkfoto)

entweder im Monitor-Look oder im Standard-Stereo-Look mit nach vorn strahlenden Lautsprechern beiderseits der Bildröhre ausgeführt. Das rege Interesse der Messebesucher ließ darauf schließen, daß für diese Geräte durchaus Bedarf besteht, der Kunde honoriert Qualität, nur muß sie erreichbar und bezahlbar sein, das wohl größte Problem im Frühjahr 90. Dort waren im Handel lediglich der *COLOR 40* und Reste (?) der *Colormat-Colorett*-Reihe erhältlich.

Herr *Mantzsch* schätzte die Markfähigkeit der RFT-Fernsehgeräte so ein, daß RFT zwar international kein Markenzeichen im Sinne von *Grundig*

oder *Sanyo* ist, aber das Warenzeichen RFT durchaus auf vielen Märkten konkurrenzfähig ist, wie der Absatz besonders von Fernsehgeräten beweist. Auf Grund der o. g. Fertigungsstrategien wird man künftig auch in der Lage sein, wesentlich preiswerter als jetzt anzubieten. Durch Restriktionen und falsche Zielvorgaben habe man auch bisher seine Kräfte zersplittert, es war einfach nicht möglich, eine solche Breite von Heimelektronik im modernsten Gewand anbieten zu können, dazu gab es früher krasse Fehlentscheidungen, etwa das Prinzip, alles selbst machen zu wollen in einer Zeit, in der internationale Kooperation schon längst jedes Hegemonieprinzip weit hinter sich gelassen hatte.

Die Kassettenrecorderproduktion stagniert total, sie hat keine Zukunft bei RFT, erste Ergebnisse dieses Schlusses waren auf der Messe zu sehen. Unmittelbar vor der Messe gab es die Gründung einer GmbH zwischen RFT und einer Lübecker Vertriebsfirma. Diese GmbH ermöglicht nun die Präsentation von Videorecordern, CD-Playern und Radiorecordern ausländischer Herkunft unter dem Label RFT in der DDR. Die Lübecker Firma sichert als Gegenleistung den Absatz der RFT-Geräte in der BRD.

Im Sinne der Profilierung der DDR-Heimelektronik-Produktion ist auch das Privatisierungsbestreben einiger Firmen zu sehen. Älteren Lesern sagt sicher der Markenname *HELI* noch etwas. Dieser verstaatlichte Betrieb produzierte die ersten und bis heute mit gutem Ruf beleumdeten HiFi-Geräte in der DDR, und der hohe technische Standard der Geräte aus Limbach-Oberfrohna bzw. Stollberg setzt sich bis heute fort. Gerade die Firmengeschichte solcher Firmen wie *Braun* oder *Dual* ist sicher ein Anreiz für mittelständische Unternehmen, sich auf einem Marktsegment zu behaupten.

Auch die Produktion von Lautsprechern und Lautsprecherboxen hat in unserem Lande einen hohen qualitativen Stand im Heimbereich erreicht und sollte nicht vernachlässigt werden. In Fürstenwalde und Leipzig sind gutklassige Produkte entstanden, man arbeitet vor allem bei *Statron* zielstrebig am Boxendesign und hat hier auch kommerzielle Erfolge in der BRD. Nun kommt es darauf an, marktfähig zu bleiben und gute Qualität auch zu gutem Preis zu verkaufen.

Also kein Aus für RFT bei Einzug der Marktwirtschaft. Es sieht ganz so aus, als ob sich das Markenzeichen international behaupten kann, hoffentlich künftig nicht nur als Vertriebsfirma von ausländischen Produkten, es wäre schade um das Können und das bisher in die Schublade verbannte Innovationsstreben der DDR-Techniker und Ingenieure.

Erwähnenswert von der RFT-Exposition im Handelshof ist aber noch der aktive Einstieg in die Satellitentechnik durch RFT, hier repräsentiert durch eine Kopfstation für 100000 Teilnehmer, bereits in Dresden im Einsatz. Es ist einfach als tragisch anzusehen, daß diese Technik, die die Radeberger und Burgstädter offensichtlich nicht schlechter beherrschen als ihre Kolle-

Bild 2 Fotografieren und zu Hause am Fernsehgerät sofort ansehen, so leicht macht Canon mit seinem Still-Video-System das Fotografierhobby. Die Still-Video-Kamera ermöglicht Aufnahme und Abspielen einer bis zu 50 Aufnahmen speichernden Video-Floppy-Disk. Die Aufnahmen sind löschbar. Die Kamera ist über ein Interface leicht mit Computertechnik zur weiteren Bild- und Textverarbeitung (DTP) zu verbinden (Foto: Werkfoto)

gen etwa bei *Hirschmann* und *Kathrein*, erst jetzt bei uns Fuß fassen kann. Außer für die Eigenversorgung auf dem DDR-Gebiet hat diese Anlage sicher kaum eine Perspektive, es sei denn, man findet geschickte und fähige Exporteure ...

Robotron – nun IBM-Tochter?

Auch *Robotron* kooperiert nun mit einem renommierten Partner, mit Mother Blue, dem IBM-Konzern. *Robotron* arbeitet vor allem als Distributor für IBM auf dem Gebiet der DDR, kann aber ganz sicher vor allem die Qualitäten seiner Programmierer ins Feld führen. Denn das einhellige Urteil der Computerwelt über die DDR-Programmierer läßt aufhorchen: Im zukunftsträchtigen Betriebssystem UNIX sind sie Spitze, ganz einfach aus der Kalamität der bisher fehlenden Hardware heraus waren diese gezwungen, hardwareunabhängig zu programmieren, eine Programmierqualität, die wohl einmalig in der Welt ist und sich nun als äußerst vorteilhaft herausstellt. Als echtes UNIX-Sytem war in der DDR nur das mehr oder weniger inoffiziell entstandene *P-8000*-System verfügbar, das sich nun als d e r Wurf des KEAW herausstellt. *Robotron* stellte in Leipzig seinen ersten AT-Clone aus, den *EC 1835*. Unter heutigen Maßstäben eine sicher gute, aber viel zu späte Erscheinung auf unserem Computer-Markt. Dazu kommt spätestens bei der Preisbildung für den Anwender Angst auf. Wenn ich da allein an das Preis-

verhältnis zwischen meinem *A 7150* und dem danebenstehenden *Turbo-XT* aus Fernost denke, auf dem zudem das teure *TEXT.40*-System endlich wieder in *WordStar*-gewohnte Geschwindigkeitsbereiche rückt ... Ansonsten präsentierte *Robotron* in einer wirklich repräsentativen Breite Softwarelösungen für nahezu alle Bereiche der Wirtschaft, vor allem auf den mittelständischen und Verwaltungsbereich orientiert. Der diesbezüglich angebotene Programmkatalog ist durchaus mit dem von *ATARI* für die *ST*-Serie präsentierten Katalog vergleichbar. Daß dieses Engagement sich lohnt, zeigt die rege Resonanz von Computer-Anwendern auf dem Stand von *Robotron* während der *CeBIT '90* in Hannover. *Robotron* zog aber in Leipzig noch einen bisher wenig beachteten Trumpf aus dem Ärmel – seine Drucktechnikproduktion für den low-cost- und Büro-Bereich. Ausdrücklich als Heimcomputer-Drucker im Prospektmaterial angepriesen, bisher in keinem DDR-Computerladen gesichtet, der Thermodrucker *K 6304*. Er erfordert bei guten Leistungsdaten und erträglichem Schallpegel allerdings Spezialpapier bzw. Thermoabschmelzbandkassetten, traditionell Engpässe solcher Drukkerangebote. Sehr zu Unrecht im Verhältnis zu den Daten des Druckers, die eigentlich ein gutes Preis-Leistungsverhältnis vermuten lassen. Der Thermodruckkopf verfügt über 10 Heizpunkte, die Punkteteilung beträgt 0,36 mm horizontal und vertikal, die Zeichenteilung 2,16 mm. Der Drucker kann 80 Zeichen je Zeile drucken und hat einen Zeichenvorrat von 96 Zeichen. Die Interfaces sind zusätzlich zu erwerben und realisieren *Centronics,*

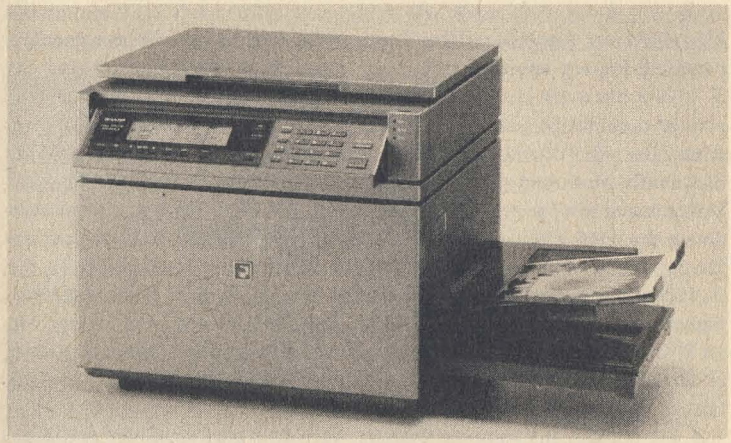


Bild 3 Das erste Farb-Telefaxgerät der Welt wurde in Hannover von Sharp vorgestellt. Für die Übertragung einer Farbseite benötigt das Gerät bei einer Auflösung von 400 dpi 3 Minuten. Eine Festplatte dient als Zwischenspeicher (Foto: Werkfoto)

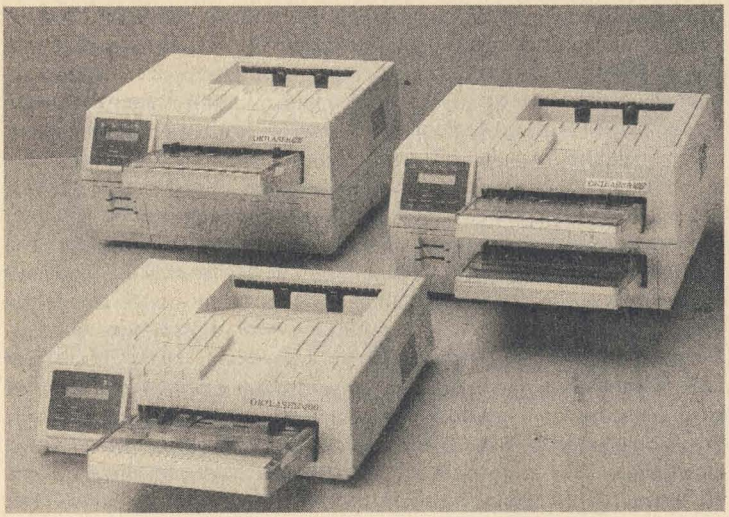


Bild 4 OKI zeigte eine ganze Palette von leistungsstarken Laserdruckern. Der OKIlaser 840 (rechts im Bild) hat dabei noch die Option eines 2. Papierschachts, so daß große Mengen oder verschiedene Formate ohne »Nachladen« zu verarbeiten sind (Foto: Werkfoto)

V.24, IFFS und *Commodore.* Das Ganze sollte eigentlich zu Heimcomputergemäßen Preisen anbietbar sein – aber wo? Eine Weiterentwicklung der *K 6310*-Reihe stellt der 9-Nadel-Drucker *K 6319* dar. Heimcomputerbesitzern ist diese Reihe wohl besser aus dem Re-Import als Präsident-Reihe bekannt. Der *6319* druckt 100 Zeichen je Sekunde in unterschiedlichen Text- und Grafik-Modi und verarbeitet sowohl Einzelblätter als auch Endlos- und Rollenpapier mit Stachelwalze oder Traktor. Die Schnittstellen entsprechen denen des *6304.* Ebenfalls als 9-Nadler, aber durch neue Optionen deutlich für den semiprofessionellen und professionellen Bereich deklariert, ist die *K 6320*-Reihe ausgelegt. Wesentlich sind hier die höhere Druckgeschwindigkeit von 165 Zeichen je Sekunde, die echte NLQ-Raster-Einstellung von 18 × 36 Punkten und die erweiterten Grafik-Druck (Plott-)Modi. Optional ist die Baureihe mit einem 6-KByte-Druckpuffer ausrüstbar, die Kompatibilität zu allen gängigen Rechnerklassen ist gesichert. Der Geräuschpegel hält sich mit 60 dBA in Grenzen, Flüsterer sind die Drucker damit aber nicht. Einen sehr publikumswirksamen Teil hatte *Robotron* mit seiner Schreibmaschinenexposition gestaltet. Neben bekannten Typen von elektronischen, elektrischen und mechanischen Schreibmaschinen waren zahlreiche neue

Typen zu sehen. Bei den elektronischen Schreibmaschinen ist deutlich in 2 Klassen zu unterscheiden, in die der Büro-Schreibmaschinen und die der Kleinschreibmaschinen. Allesamt sind durch Typenrad-Technik gekennzeichnet, die eine recht große Variabilität in der Schriftgestaltung und eine stets exzellente Schriftqualität auszeichnet.

Die *Erika 6007* hat einen 390-Zeichen-Speicher, der in bis zu neun Kurztexte aufsplittbar ist. Durch den Einsatz zahlreich angebotener Module ist der Einsatz der Maschine als Speicher-Schreibmaschine (Memory-Modul), Fakturiermaschine und als Schönschreib-Computerdrucker (13 Z/s, *RS 232, Centronics, Commodore*) möglich. Zahlreiche Korrektur- und Editierfunktionen ergänzen den gebotenen Bedienkomfort der Maschine, hier seien nur das automatische Zentrieren von Texten, das automatische Einrücken und das Unterstreichen genannt. Die Kompaktschreibmaschine *Erika 6220* besticht durch ergonomisches Design und die Möglichkeit der Kontrolle aller Texte und Bedienhandlungen auf einem 4zeiligen 80stelligen LC-Display. Highlight dürfte aber der einstellbare automatische Zeilenumbruch sein. Der Korrekturspeicher beträgt 16 KByte, die Schreibgeschwindigkeit, besonders beim Computer-Druck wichtig, ist hier auf 16 Zeichen gesteigert, 9 unterschiedliche Schriftarten stehen zur Verfügung.

Als Fortentwicklung der *S 3000*-Reihe ist die *S 3016* zu verstehen. Eine 16stellige LC-Anzeige ermöglicht Textkorrektur vor dem Druck, der Textspeicher beträgt eine A4-Seite. Natürlich ist auch die *3016* mit 12 Zeichen/s als Computerdrucker einsetzbar. Dies ist mit der neuen Kleinschreibmaschine *Erika 300* nicht möglich. Die *Erika 300* bietet bei kompaktem Aufbau viele der komfortablen Möglichkeiten der »größeren« Modelle

Bild 5
Von NEC stammt der 24-Nadeldrucker Pinwriter P60: noch leiser, noch komfortabler in Bedienung und Entlastung des Rechners und mit verbessertem Schrift- und Grafikdruck (Foto: Werkfoto)

wie Korrekturspeicher (23 Z.), Halbschritt-Funktionen, Fettdruck, Unterstreichen und universelles Typenrad-Konzept. Die Farbgestaltung zielt wohl vor allem auf jugendliche Käuferkreise (z. B. Pink), diese werden aber sicher die fehlende Computerschnittstelle (obwohl sicher kein Problem, hier »haust« ja ebenfalls ein Einchipmikrorechner im Innern der Maschine) schmerzlich vermissen. Eigentlich schade, bei der erreichbaren Druckqualität dieser Maschinen gegenüber Nadeldruckern wäre gerade die *Erika 300* eine preiswerte Alternative in LQ für den, der vorwiegend Text, der in guter Schriftqualität vorliegen muß, verarbeitet. Der Verkaufserfolg der *S 3004*, sicher nicht nur ein Ausdruck des Druckermangels in der DDR, sollte dies eigentlich gelehrt haben.

Leipzig international

Die Dominanz der internationalen Computer-Anbieter warf in Leipzig schon einen Schatten der unmittelbar folgenden *CeBIT* in Hannover voraus, darum soll dieses Kapitel auch dem *CeBIT*-Bericht vorbehalten bleiben. Widmen wir uns also vorwiegend der Unterhaltungselektronik und ihren Trends zur LFM. 90er Frühjahrsthema total in der DDR – das Satellitenfernsehen. Hier hat sich die Rosenheimer Firma *Kathrein* eine gute Marktposition aus der Reihe der traditionellen Empfangsantennenanlagen-Hersteller heraus gesichert. In Leipzig war *Kathrein* mitten in der Stadt an einer Straßenecke präsent, übrigens dort sehr publikumswirksam plaziert. Man bietet das komplette Programm vom kleinen Parabolspiegel über Komplettanlagen einschließlich Sat-Empfängern bis zur erforderlichen Meßtechnik an. Die Systeme sind modular ausbaubar und so jederzeit auf neue Anforderungen anpaßbar. Auch ein D2-MAC-Empfänger ist bereits im Angebot, ebenso wie die unterschiedlichsten LNCs zum Empfang der Programme aller über Europa stehenden oder erscheinenden Satelliten.

Traditionell im Handelshof – *Sony* mit seinem breiten Unterhaltungselektronikangebot von der Childrens-line *my first Sony* bis zur hochprofessionellen Video 8-Technik, die – so ein Standbetreuer – eigentlich nur Sony richtig im Griff hat. Immerhin hat sich Sony konsequent dieser extrem kompakten Technik gewidmet und sie in diesem Jahr weiter verbessert, vor allem auf der Seite des Bandmaterials, vorgestellt. Das neue Hi8-Metal-E-Band ist ein vakuum-bedampftes Reineisenband, das eine hochfeine und bisher unerreicht gleichmäßige Magnetschicht enthält. Damit sind 5 dB Videosignalpegel-Gewinn zusätzlich drin, das sind auf diesem Sektor Welten ...

Für BC-DXer und teilweise auch für SWL interessant ist die ICF-Weltempfänger-Serie. Dabei sticht besonders der *ICF-Pro 70* hervor, ein Welt-

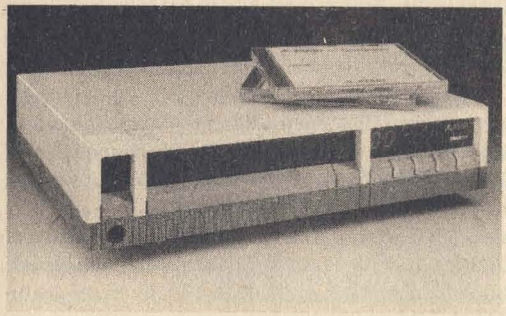


Bild 6 Speziell für den ATARI ST gedacht, aber mit entsprechender Software auch an andere Rechner ankoppelbar ist das CD-ROM-Laufwerk von ATARI. CD-ROMs finden eine immer weitere Verbreitung als Massenspeicher für große Datenmengen. So war der Messekatalog der CeBIT (etwa 1050 Seiten) bereits auf einer CD-ROM erhältlich (Foto: Werkfoto)

empfänger der Spitzenklasse im Taschenformat. Hier einige technische Daten des Geräts: 150 kHz bis 21,6 MHz und 87,6 bis 108 MHz, PLL-Synthesizer-Tuner für alle Bereiche, SSB, Doppelsuper (AM), komfortable Scan-Funktionen, 40 Senderspeicher, Power-Backup für Senderspeicher, Uhr und diverses Zubehör wie z. B. Aktiv-Antenne.

Eine ganze Etage im Leipziger Messeamt hatte die renommierte Musikelektronik-Firma *Yamaha* inne. Hier konnte sich jeder selbst von den Qualitäten der ausgestellten Keyboards überzeugen. Dominant war die Portatone/PortaSound-Reihe. Die komfortabelsten Instrumente wie der *PSS 80* enthalten neben dem nun obligatorischen FM-Synthesizer gleich noch den kompletten Drumcomputer/composer und einen 2 × 5-Spur-Sequenzer. Damit sind unendliche Möglichkeiten zur Komposition eigener Werke, dem Speichern erarbeiteter Melodien und dem rationellen Life-Einsatz gegeben. Auch sehr interessant: die Drum-Computer mit eingebauten anschlagsdynamischen Pads. Hier kann man bis zu 98 PCM-Rhythmen beliebig mit eigenem Spiel mischen, über MIDI behandeln, abspielen und aufnehmen. Der Höhepunkt der *Yamaha*-Exposition war aber zweifellos die Präsentation der *ELECTONE*, eines kompletten Orchesterinstruments im klassischen Orgelformat. In diesem Instrument war so ziemlich alles vereint, was sich ein Profi nur wünschen kann, einschließlich des selbst erzeugten Woodstock-Beifalls-Fluidums, beeindruckend vorgeführt durch einen sehr versierten Musiker, der alle Soundeffekte durch die perfekte Hilfe des Musikcomputers auch perfekt beherrschte. Im gleichen Trakt war auch *Canon* vertreten, schwerpunktmäßig mit Kopier- und Drucktechnik.

Vorwiegend FAX-Geräte und Bürokopierer fanden hier das Interesse des Publikums. Ein Spitzengerät war der *Canon Fax 270*, der Halbton-Vorlagen mit bis zu 64 weichen Graustufen wiedergeben kann. Damit sind auch feine Schriften auf farbigem Hintergrund sehr gut zu übertragen. Das Gerät ermöglicht weiter eine automatische Fehlerkorrektur von Übertragungsfehlern mit einem ähnlichen Verfahren wie dem Packet-Radio, das bei Funkamateuren bekannt ist, indem fehlerhafte Blöcke so lange wiederholt werden, bis Fehlerfreiheit festgestellt ist.

Der diesjährige Messe-Report kann nur ein sehr kleines Segment der breiten Elektronik-Ausstellungspalette beleuchten. Immerhin sind gerade die ausländischen Produkte für den DDR-Interessenten erreichbarer geworden, auch festzustellen daran, daß man sich im Gegensatz zu früheren Jahren um die potentiellen Kunden deutlich bemühte. So fehlten die früher üblichen Schilder an den Messekojen »Kein Prospektmaterial« und man setzte die potentiellen Kunden im persönlichen Gespräch gut über seine Offerten ins Bild.

Die Bilder illustrieren weitere interessante Austellungsstücke der Elektronik-Expositionen aus aller Welt.

Michael Schulz

2 High-Tech-Nabel der Welt für 8 Tage im Jahr

HANNOVER MESSE
CeBIT'90
21.-28. MÄRZ 1990

Hannover ist eine Reise wert, besonders für den Computerfreak im Frühjahr jeden Jahres. Hier trifft sich die Computerwelt, hier holt man die neuesten Entwicklungen aus dem Panzerschrank hervor und präsentiert sie der Welt. Der Rahmen ist dem Ereignis angemessen, die Infrastruktur der Stadt ist kompromißlos auf die Messe vor ihren Toren ausgerichtet, man bewirbt sich schließlich um die Weltausstellung im Jahre 2000, erklärt mir mein freundlicher Hannoveraner Gastgeber, als wir auf dem Messesonderweg, dessen Gegenfahrbahn bei Verkehrskonzentration aus einer Richtung gesperrt wird, schnell und ohne Stau dem Messegelände zustreben. Man muß sich sehr auf die Schwerpunkte seines Interesses konzentrieren, will man auf dieser Super-Messe ein effektives Arbeitsergebnis erzielen. So beschränkt sich diese Berichterstattung auch im wesentlichen auf PC und ihre

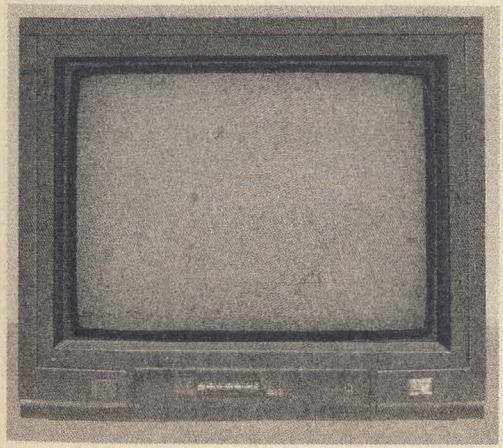


Bild 1
RFT setzt für die Zukunft auf die Fernsehgeräteproduktion, neben den 51-cm-Geräten im Monitorlook wie hier gezeigt, konzentriert man sich auf moderne großformatige Geräte (Foto: Schulz)

Peripherie, trotzdem gerade die *CeBIT* als weiteren Schwerpunkt die Telekommunikation hat, die ich nur streifen konnte.

32 Bit-PC's auf dem Tisch, 486er, 386er SX, noch bessere Laptops, neue Software und die Vernetzung waren die Highlights in Hannover. Die Computer werden immer schneller, 33 MHz sind nun nichts Ungewöhnliches mehr, die kleinen, sprich Laptops, machen den traditionellen PCs gehörig Konkurrenz, und die PCs leisten heute das Vielfache von Großrechnern der letzten Generationen. Dennoch, bei der Hardware sind es nur noch »Details«, die als Neuentwicklung präsentiert werden, etwa der superleichte Laptop von *Sharp* oder der Pocket-Computer im PC-Leistungsbereich von *Atari*, der Portfolio.

Den stärksten Aufwind spürt man auf dem Gebiet der Software. Neue Textverarbeitungssysteme machen die Schreibarbeit noch bequemer, so bietet *WordPerfect 5.1* eine komfortable Steuerung durch die Maus, einmal anklicken genügt, und die alte Funktionstastenprozedur ist vergessen. Dazu kommen zahlreiche Pull-Down-Menüs, die den Umgang mit dem System wahrlich zum Kinderspiel machen. Bedienoberfläche ist überhaupt das Stichwort der Softwareofferten aller Anbieter. Komfortable Window-Techniken, Pull-Down-Menüs und die Maus-Arbeit waren gefragt und wurden geboten. So gehört das »Hindurchwühlen« durch Commander u. ä. der Vergangenheit an.

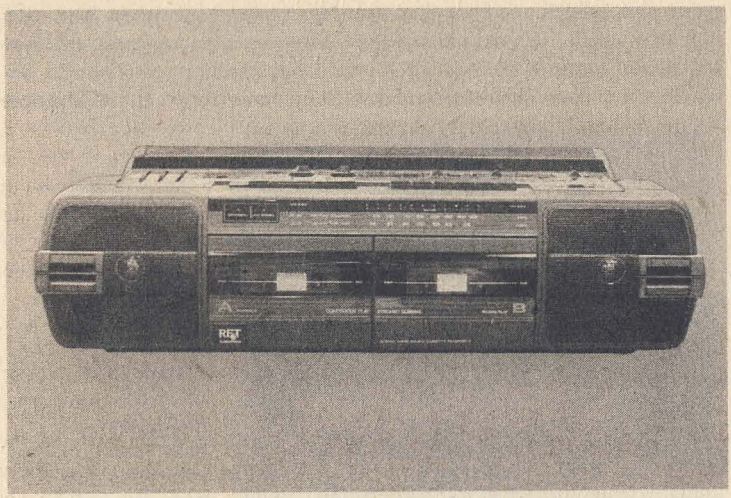


Bild 2 Auch als Vertriebsgesellschaft tritt RFT zukünftig auf. Kassettenrecorder, Videorecorder und CD-Player werden als Importe angeboten (Foto: Schulz)

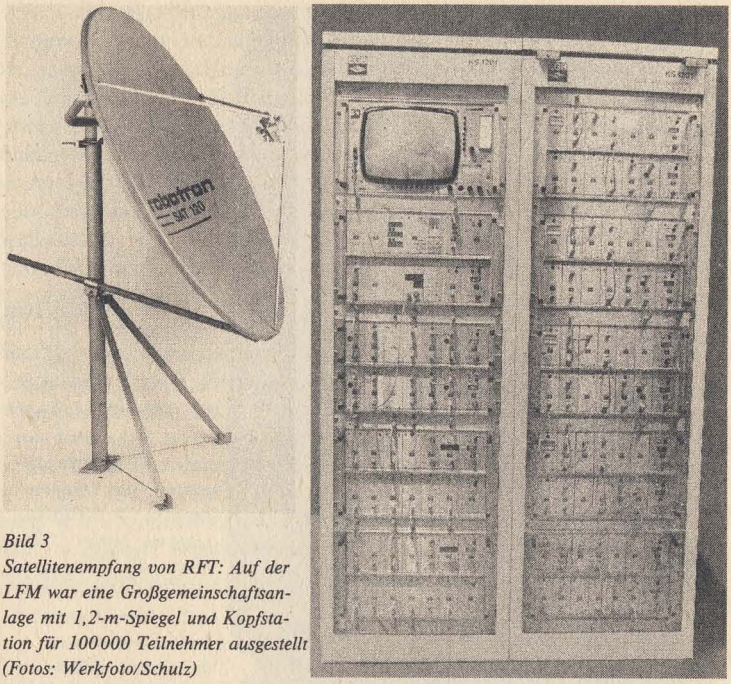


Bild 3
Satellitenempfang von RFT: Auf der LFM war eine Großgemeinschaftsanlage mit 1,2-m-Spiegel und Kopfstation für 100000 Teilnehmer ausgestellt (Fotos: Werkfoto/Schulz)

Aber auch auf dem Sektor der Betriebssysteme war gerade in modernen Bürokommunikations-Anwendungen eine starke Hinwendung zu UNIX zu beobachten. *Siemens* z. B. stellte umfangreiche Portierungen von *WordPerfect* auf UNIX-Maschinen vor. Aber auch das gute alte *WordStar* feierte neue Auferstehung in seiner Version *5.5*. Hier hat man die einfach zu handhabende Grafikeinbindung in Texte auch aus fremden Dateien heraus und in beliebig positionierter Darstellung realisiert. Ein weiteres Highlight stellt die Layoutkontrolle von 1/8 bis zu 144 Druckseiten auf dem Bildschirm dar. Somit sind ganze Druckseiten unter *WordStar* samt Grafik ohne aufwendige Probeausdrucke kontrollierbar. Selbstverständlich enthält das System eine Rechtschreibhilfe und eine automatische Worttrennung auch in Deutsch.

Stark im Kommen sind auch diverse Desktop-Systeme in erweiterter Konfiguration. Besonders *PageMaker* unter dem *OS/2 Presentation Maker* und das neue *OpenAccess III* und der *Access SQL-Server* erfreuen sich zunehmender Anwender-Popularität. Ohnehin gelangte man auf der *CeBIT* zu dem komplexen Eindruck, daß es ohne leistungsfähige DTP-Systeme gar

Bild 4
Sony Personal Video heißt diese kompakte (162 mm × 227 mm- × 311 mm) Farbfernseher-Videorecorder-kombination, Sony-typisch natürlich mit dem ultrakompakten Video 8-System bestückt. Die Bildschirmdiagonale beträgt 15 Zentimeter, der Videorecorder zeichnet in HiFi-Qualität auf, zahlreiche Anschlußmöglichkeiten machen das Gerät zum Mittelpunkt eines Mini-Videostudios (Foto: Werkfoto)

nicht mehr geht, effektiv zu arbeiten. Von der Textverarbeitung bis zur Farbretusche und zum fertigen Seitenfilm, das ist angesagt. Auf der Hardwarestrecke gab es in Hannover den Durchbruch des *Intel-486*-Prozessors auf zahlreichen Maschinen zu beobachten. So stellte *Compaq* seinen *Deskpro 486/25* mit der EISA-Architektur vor, die die wohl offenste Systemarchitektur für alle Softwaresysteme und Hardwareeinbindungen darstellt. Und es ist nur eine Frage der Zeit (oder ich habe ihn nicht gefunden), daß der erste 486-Laptop präsentiert wird. Denn 386er Laptops waren gleich von mehreren Herstellern zu sehen, so von *Zenith* mit seinem *SupersPORT SX.*

Das Geschäft auf diesem Markt scheint sich so sehr zu lohnen, daß nun auch *CITIZEN*, bisher vor allem als Drucker-Hersteller bekannt, seine Europa-Premiere mit einer ganzen Reihe von Rechnern im 286er, 386SX und 396er Format gemacht hat. Die Rechner unterscheiden sich vom üblichen dieser Klasse im Design, sie sind von der Größe her gerade noch als Monitorfuß »brauchbar«, also superkompakt trotz umfangreicher Ausstattung.

Weil wir gerade bei superkompakt sind: nach Leipzig war er nun auch in Hannover präsent: der *Portfolio* von *Atari*. Außen herum ein Pocket-Computer, aber drin steckt ein kompletter MS-DOS-Rechner! Das Ganze wiegt 495 Gramm, hat 640 KByte RAM und einen LCD-Bildschirm mit einzigartigem Kontrast und einer Auflösung von 240 × 64 Pixeln. Und das alles bei Abmessungen etwa einer Doppelseite dieses Buches! In der Bundesrepublik ist der Portfolio für etwa 700 DM bereits seit dem Frühjahr erhältlich, er kann problemlos an PCs oder Drucker angekoppelt werden. Ideal also für den Mobilen.

Apropos *Atari*. Die Firma zeigte auf der *CeBIT* den ersten CD-ROM-Player. Das Gerät ermöglicht die komfortable Nutzung von CD-ROMs am PC. Auf einer CD-ROM sind gewaltige Datenmengen abspeicherbar, die Zugriffszeit ist dabei recht niedrig.

Commodore war in Hannover mit seiner PC-Reihe bis zum *PC 60* vertreten, aber auch mit den *Amigas 2000* und *2500*, die ja gerade den Grafik-Freak durch ihre unerschöpflichen Grafikfähigkeiten begeistern.

Aber auch die Computer-Peripherie kam nicht zu kurz. Zunehmend mehr Zeit verbringt der Mensch vor dem Computerbildschirm. Um Ermüdung und Konzentrationsschwächen vorzubeugen, ist man seitens des Monitor-Designs bemüht, ergonomisch günstige Bildschirmfarben und -kontraste bereitzustellen. Hier war ja jahrelang der *Atari SM 124*-Monitor

Bild 5 Ausdrücklich als Einsteigergerät deklariert, weil mit zahlreichen Automatikfunktionen (hochempfindlicher CCD-Chip zur maximalen Lichtausbeute, Autofocus, Weißabgleich und high-Speed-Shutter) ausgestattet, ist die Sony CCD-F 250 E. Daneben bietet sie aber schon eine Reihe von Komfortfunktionen von „gestandenen" Systemen wie Motorzoom, Editier- und Suchfunktionen zur Schnittarbeit und Anschlüssen für Schnittpult und Fernbedienung (Foto: Werkfoto)

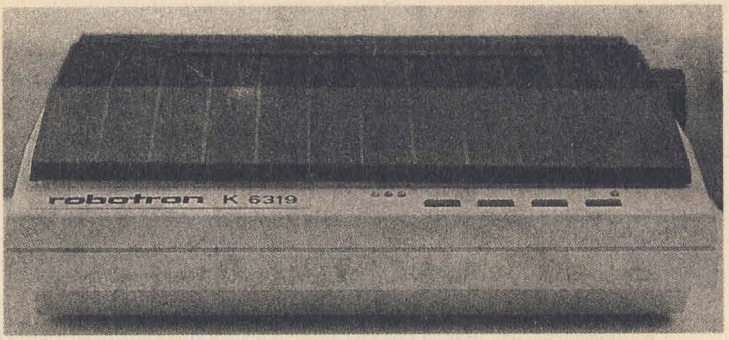


Bild 6 Der K 6319 von Robotron druckt mit 100 Zeichen/s, und ist u. a. kompatibel zu EPSON, IBM, Commodore und Atari. Er stellt eine im Design und in der Kompatibilität weiterentwickelte Variante der K 631x-Reihe dar, ist also mit 9 Nadeln ausgestattet (Foto: Werkfoto)

einsame Spitze. *Philips* hat sich dem Problem ebenfalls aktiv, ohne Kontrastfolie und ähnliche »Tricks« gestellt und zeigt nun zur *CeBIT* seine neue Monitorreihe, wobei der Monocrom-Monitor *4 BM 7490* mit seiner papierweißen Bildwiedergabe für die Textverarbeitung besonders prädestiniert erscheint.

Auch die Tastatur ist ein ewig aktuelles Betätigungsfeld für den Techniker, der sich um den menschenfreundlichen Computer bemüht. Bereits seit 2 Jahren engagiert sich die saarländische Firma *Hohe-Electronics* für dieses Thema, streckenweise zusammen mit der *Karl-Marx-Universität* Leipzig. Ihre inzwischen gut bekannte Tastatur »the Board«, die eine beliebige Tastenbelegung mit gleichzeitiger »Beschriftung« der Taste durch ein in diese integriertes LC-Display ermöglicht, erweiterte die Firma nun durch ihre Reihe »the Key«. Nun sind die einzelnen Tasten auch farblich voneinander unterscheidbar, d. h., einzelne Tasten, etwa die Funktionstasten, sind als rote oder grüne Displays ausführbar. Das fördert natürlich wesentlich die Übersichtlichkeit besonders bei speziellen Tastenbelegungen.

Was gehört noch zur Computer-Peripherie? Drucker! Noch schöner, noch schneller, das war die Devise in Hannover. Vom Rekordmengen-Dauerläufer *Mannesmann Tally* (245 Seiten je Stunde bei nur 9 Nadeln) bis zum Super-Laser-Printer war alles und jeder (renommierte) an Bord. So zeigte an der oberen Qualitätsgrenze *CITIZEN* den *ProLaser12*, einen postscriptfähigen 11-Seiten-Laserdrucker (10 bis 12 Seiten je Minute), der vor allem für die professionelle Textverarbeitung, als DTP-Drucker und als Teamdrucker im Netzwerk konzipiert ist. Zahlreiche Fonts stehen ebenso zur Verfügung

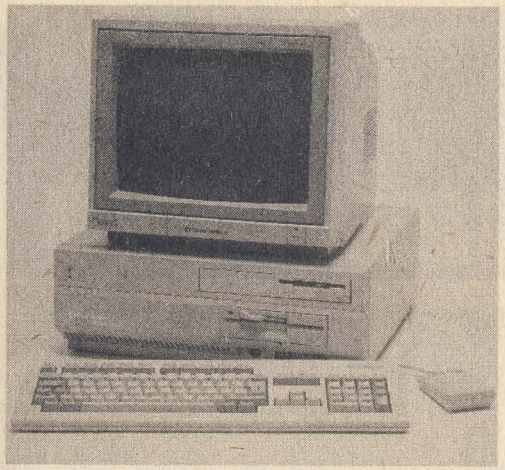


Bild 7
Commodore war auf der LFM auch mit seiner weiter ausgebauten AMIGA-Reihe zu sehen. Der im Bild gezeigte Amiga 2000 öffnet den Einstieg auch in die MS-DOS- und UNIX-Welt durch seine offene Systemarchitektur (OSA). Besonders die grafischen Bedienoberflächen (Workbench) machen das Arbeiten mit dem Gerät leichter (Foto: Werkfoto)

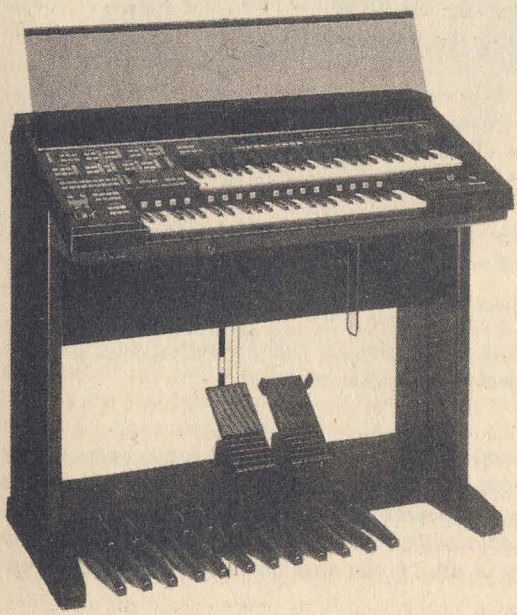


Bild 8
Erfüllt alle Wünsche des Profi-Musikers: die Yamaha HS 8, ein Instrument, das den vollen Orchesterklang auf die Alleinunterhalter-Bühne und ins Studio bringt. Kennzeichnend sind die AWM- und FM-Tonerzeugung, Digitalhall, anschlagsdynamische Tastatur und Pedale, Multimenütechnik und eine professionelle Begleitautomatik sowie Aufnahme- und Wiedergabemöglichkeit (Foto: Werkfoto)

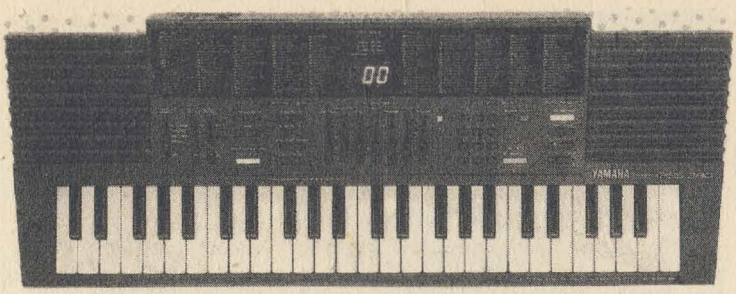


Bild 9 Spitzengerät bei den Synthesizern von Yamaha ist der PSS 380. Er verfügt über 100 FM-Klangfarben mit zahlreichen Klangkombinationen, einen 3-Song-Speicher für Akkorde und Melodie und 100 Styles. Das sind PCM-Rhythmen inklusive aufwendiger Begleitautomatik (Foto: Werkfoto)

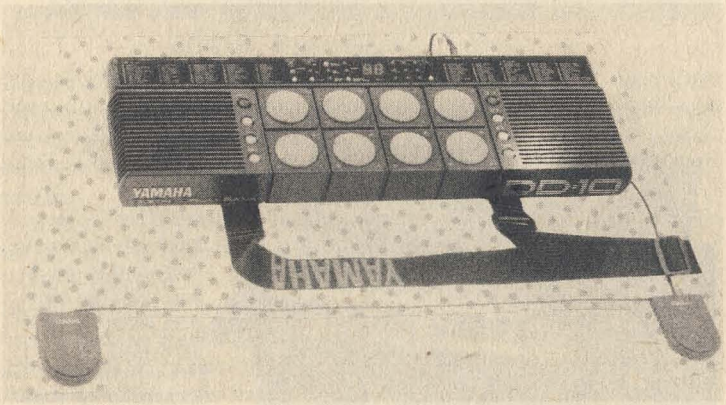


Bild 10 Der DD 10 von Yamaha ist ein portabler Drum-Computer. Er enthält acht Drum-Pads und zwei Fuß-Pads, die mit oder ohne die 96 integrierten 98 PCM-Rhythmen gespielt werden können. Über eine Midi-Schnittstelle ist das Gerät beliebig von außen steuerbar (Foto: Werkfoto)

wie Anpassungen an zahlreiche DTP-Systeme. Selbst extraschweres Papier und Folien sind für den *ProLaser* kein Problem, und das alles bei einer schnell erlernbaren und einfachen Bedienung, großem Papiervorrat, verschiedensten verarbeitbaren Papierformaten und einer minimalen Geräuschentwicklung von 51 dBA, einem nicht unwesentlichen Kriterium im Büro.

Was gab es sonst noch zu sehen? Dicht umlagert die *Organizer*-Exposition von *Sharp*. Diese Mini-Sekretärinnen im Taschenformat ohne potentielle Gefahr für den Haussegen des Chefs haben sich inzwischen zu unentbehrlichen Helfern bei vielen Anwendungen gemausert, ob es nun Telefonnummern, Termine, Uhrzeiten, Preislisten, Übersetzungen und, und, und sind ... Um die kleinen elektronischen Helfer noch universeller zu machen, hat *Sharp* für seine *Organizer* nun eine BASIC-programmierbare Cartridge und eine EPROM-Karte, die in Assembler oder in C erstellte eigene Programme nutzbar macht, entwickelt. Somit sind auf dem heimischen PC entwickelte Programme nach einer kleinen Prozedur auf dem *Organizer* »unterwegs« nutzbar.

Wer kennt es nicht, das lange Warten auf die Urlaubs-Dias! *Canon* hat sich des Problems angenommen. Die Firma stellt ein sog. *Still-Video*-System vor, bei dem die »Fotos« auf eine Video-Floppy-Disk aufgenommen werden und zu Hause auf dem Fernsehgerät wiedergegeben werden können. Eine Diskette faßt 50 Aufnahmen, die Kamera ist durch Automatikfunktionen kinderleicht bedienbar. Eine Revolution in der Fotografie?

Eine ebenso exotische Nutzung der Mikroelektronik stellte die holländische Firma *instruments bv* mit ihrem *Run mate* vor. Hier handelt es sich um die handliche Kombination eines elektronisch arbeitenden Kurvimeters mit einem Taschenrechner. Das Kurvimeter kann vom mm-Bereich bis zum Meilen-Bereich anzeigen, die kleinste Strecke ist mit 1 mm exakt anzeigbar.

Wenn ich mich in meinem Report auch auf die reine Computertechnik beschränkt habe, so soll doch ein Highlight aus der Telekommunikationsstrecke keinesfalls unerwähnt bleiben: *Sharp* stellte in Hannover das erste Farb-Telefax-Gerät der Welt aus. 64 Farbnuancen sind bei einer Auflösung von 400 dpi übertragbar, eine Seite benötigt 3 min zum »Faxen«. In das Gerät ist eine 80-MByte-Festplatte als Speicher integriert, ebenso eine automatische Fehlerkorrektur, so daß am anderen Ende der Leitung stets ein perfektes Bild erscheint.

Bleibt schließlich noch die Präsenz der DDR auf der *CeBIT* zu erwähnen. *Robotron* war wie die *Humboldt-Universität* und die *Akademie der Wissenschaften* vor allem mit Softwarelösungen vertreten, die offensichtlich reges Interesse bei den Fachbesuchern fanden. *Robotron* präsentierte sich darüber hinaus als Produzent von Zeichen- und Druck-(Plott-)Technik.

Insgesamt hatte man in Hannover den Eindruck, wer eine konkrete Lösung suchte, fand sie hier auch, sei es in der Büroautomatisierung, im DTP-Bereich oder in einer Anwendung im mittelständischen Bereich. In diesem Sinne und dem Motto des Veranstalters folgend: It's *CeBIT*-Time!

Michael Schulz

3 Synchronsatelliten zur TV-Übertragung

André Tatter

Immer konkreter werden die Formen der Fernsehausstrahlungen via Satellit. Einige technische Aspekte zum Start und zur Positionierung eines Nachrichtensatelliten, Beispiele von TV-Satelliten sowie Trends der TV-Satellitentechnik im Weltraum seien im folgenden kurz dargestellt.

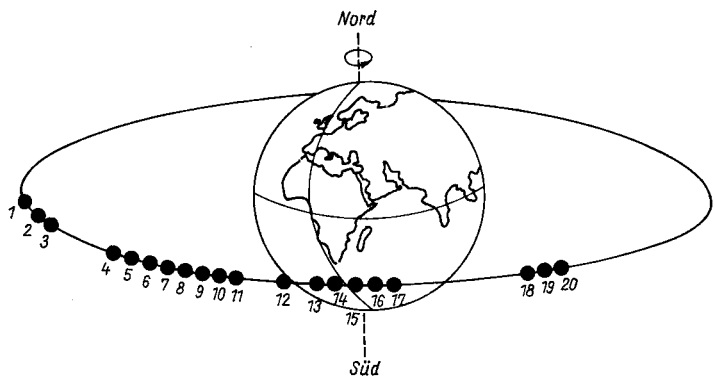
Kosmische Relais

Der britische Physiker und Publizist *Dr. Arthur C. Clarke* veröffentlichte 1945 eine Studie unter dem Titel »Außerirdische Relais in der Welt des Rundfunks«. Sie enthielt erstmals den Vorschlag, Satelliten für die Nachrichtenübermittlung auf geostationären Bahnen einzusetzen. Seit 1963 sind derartige Ideen bereits Wirklichkeit. In 23 h und 56 min umrunden künstliche Erdsatelliten einmal unseren Planeten auf Bahnen, die etwa 35870 km über dem Äquator liegen. Die Umlaufzeit entspricht damit der Rotationsperiode der Erde. Ihre Fluggeschwindigkeit ist analog der Erdumdrehung. Darum spricht man von Synchronsatelliten, bzw. sie werden *geostationär* oder *quasistationär* genannt, denn sie stehen scheinbar fest über einem bestimmten Punkt des Äquators, als wären sie dort verankert. Auf diese Weise bewegen sie sich synchron zur Erde. Auf ihre Kreisbahn hat die Atmosphäre keine bremsende Wirkung mehr.

Satelliten sind dort so lange betriebsbereit, wie ihre Funktionsdauer von der Bordenergieversorgung abhängt. Fallen sie planmäßig oder zufällig aus, driften sie von ihrer Bahn und werden zu »Weltraumschrott«. Diesen zu beseitigen wird dann eine Aufgabe werden, wenn der Orbit voll von Satelliten besetzt ist. Zur Zeit umkreisen rund 4800 größere Objekte, Satelliten, Raketenstufen und Bruchstücke von explodierten Körpern, die Erde. Sie fliegen allerdings in unterschiedlichen Höhenbereichen. Auch sind ihre Bah-

nen unterschiedlich gegen den Erdäquator geneigt. Insofern gibt es nur eine sehr geringe Kollisionsgefahr und kaum »Platzmangel«. Hinzu kommt, daß manche Länder, wie beispielsweise die UdSSR und USA, eine hohe Startquote haben, aber einen Teil der Raumflugkörper zur Erde zurückholen. Die Raketenstufen oder andere Teilobjekte verglühen nach kurzer Zeit in der Atmosphäre, sieht man einmal von einem *Kosmos*-Satellitenabsturz auf kanadisches Territorium Anfang der 80er Jahre ab.

Derzeitig umrunden etwa 150 TV-Satelliten die Erde. Die Positionen derartiger Satelliten sind jedoch eng begrenzt. Das mag zunächst verwundern, beträgt doch der volle zur Verfügung stehende Kreisbogen etwa 260000 km. Wegen Gravitationsstörungen von Mond und Sonne schwanken die geostationären Satelliten hin und her. Bei den gegenwärtigen technischen Mitteln entspricht eine solche Bahnschwankung einem Schlauchbereich von 70 km × 70 km. Deshalb ist ein Sicherheitsabstand von 140 km zwischen 2



Nr.	Position:	Satellit:
1	53° West	INTELSAT V-F3
2	34,5° West	INTELSAT V-F4
3	27,5° West	INTELSAT Va-F11
4	29° West	TDF 1
5	24,5° West	INTELSAT Va-F10
6	21° West	INTELSAT V-F6
7	19° West	TV-Sat 1
8	14° West	Horizont 7
9	8° West	TELECOM 1A
10	5° West	TELECOM 1B

Nr.	Position:	Satellit:
11	1° West	INTELSAT V-F2
12	7° Ost	EUTELSAT I-F1
13	10° Ost	EUTELSAT I-F4
14	13° Ost	EUTELSAT I-F5
15	16° Ost	EUTELSAT I-F2
16	19° Ost	Astra F1
17	26° Ost	ARABSAT-F2
18	60° Ost	INTELSAT Va-F12
19	63° Ost	INTELSAT V-F5
20	66° Ost	INTELSAT V-F7

Bild 1 Europäische Programmverteilersatelliten im Orbit; Bereiche 10,95 bis 11,70 GHz und 12,50 bis 12,75 GHz (Stand 1. 1. 1989)

solchen Objekten notwendig. Das erlaubt (jedoch nur theoretisch), etwa 1800 Synchronsatelliten zu plazieren.

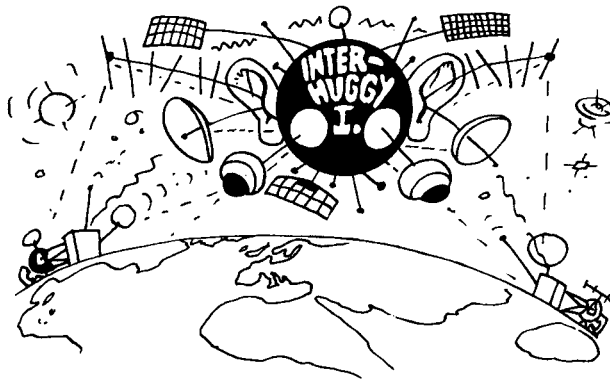
Diese Anzahl reduziert sich für Nachrichtensatelliten jedoch aus funktechnischen Gründen, wie beispielsweise Interferenzen, die bei Sendungen auf gleichen Frequenzen auftreten. Zum anderen gibt es in dieser Bahn »Ballungsgebiete«. Solche liegen über dem Indischen Ozean (Verkehr Zentralasien – Europa), dem Pazifik (Ostasien – USA-Netz), den USA selbst (nationale TV- und Informationsübertragungen) und dem Atlantik (Verbindung Europa – USA). Für Rundfunksatelliten im 12-GHz-Bereich verlangt die Internationale Fernmeldeunion (ITU) einen gegenseitigen Positionsabstand von 6°. Das beschränkt die Anzahl der Satelliten auf einer solchen Bahn auf maximal 60. Bild 1 zeigt die Orbitbelegung derzeitiger Satelliten, die TV-Sendungen auf Europa abstrahlen. Da diese Satelliten nicht im Bereich direktstrahlender Satelliten arbeiten, trifft für jene die 6°-Abstandsregelung nicht zu.

Satellitenpositionierung

Die Einsteuerung eines geostationären Satelliten in seine gewünschte Position ist außerordentlich kompliziert und geschieht in unterschiedlichen Etappen. Sie beginnt mit dem Einschuß in eine niedrige Ausgangsbahn. Danach wird im erdnächsten Punkt der Bahn der sogenannte Perigäum-Motor gezündet, der den Raumflugkörper auf eine Übergangsbahn mit einem erdfernsten Bahnpunkt von etwa 35870 km bringt. Dort wird der Apogäum-Motor gezündet und der Raumflugkörper in die notwendige Kreisbahn eingeschossen. Weitere Raketentriebwerke bewirken schließlich die endgültige Plazierung auf vorgesehener Stelle.

Je weiter der Startplatz des Trägerraketensystems vom Äquator entfernt liegt, desto energieaufwendiger ist der gesamte Prozeß. Darum ist ein Start eines Satelliten von Jiuquan, Provinz Gansu in Nordchina, komplizierter als beispielsweise vom äquatornahen Kourou (Französisch-Guayana) aus, wo die Fliehkraft der Erde günstig genutzt wird. Die Standortwahl für Raketenstartplätze hängt aber auch von Faktoren ab wie: der Oberflächenstruktur des Gebietes, der Struktur des Bodengrundes, den klimatischen Verhältnissen und der Anzahl wolkenfreier Tage. Zum anderen spielt die Nähe von Produktionszentren und Hauptverkehrsadern eine Rolle. Schließlich ist aber auch zu beachten, daß sich die Kosmodrome in einer relativ unbesiedelten Gegend befinden, in der Raketenteile ohne Gefährdung von Menschen niedergehen können.

Eine Abweichung der Satellitenbahn von der Äquatorbahn (Bahnneigungswinkel größer 0°) führt zu Lageschwankungen des Satelliten am Fir-



mament. Die Schwierigkeiten werden jedoch von den Vorteilen überboten, die geostationäre Satelliten vielen Bereichen der Kommunikationstechnik bieten. Aus ihrer großen Höhe läßt sich jeweils etwa $^1/_3$ der Erdoberfläche überstrahlen, auch wenn auf diese Weise sich nicht die Polgebiete erfassen lassen. Synchronsatelliten erlauben es also, große Regionen zu »versorgen«. 3 von ihnen können nahezu die gesamte Oberfläche der Erde bedienen, wenn sie im Abstand von 120° zueinander plaziert werden. Ein großer Nutzen ergibt sich daraus für die Nachrichtentechnik, zumal die Antennen am Boden wegen des unveränderten Standorts des genutzten Kosmosrelais nicht nachgeführt werden müssen, was bei Satelliten auf allen anderen Bahnen notwendig ist.

Daß der Start von Satelliten auch heute noch nicht immer reibungslos verläuft, mögen einige Beispiele verdeutlichen. Der Countdown der Trägerrakete *Ariane 2* am 30. 5. 1986 wurde nach mehreren Computerstopps aufgenommen, da man wegen der Wetterlage in Zugzwang war. Planmäßig hob die Rakete ab, dabei flogen Teile der Abschußbasis von Kourou wegen der gewaltigen Energiefreisetzung zerfetzt 100 m durch die Luft. Nach 4 $^1/_2$ min mußte Flug 18 wegen einer Fehlzündung in der 3. Stufe abgebrochen werden. Ferngezündet wird die Rakete gesprengt, um die auf die Erde zurückfallenden Teile möglichst klein zu halten. Dabei stürzte auch der *INTELSAT Va-F14* ins Meer. Bereits einige Monate zuvor war der *EUTELSAT I-F3* wegen des gleichen Fehlers zwangsweise statt in den Weltraum ins Meer befördert worden, was die unschöne Bemerkung provozierte, jetzt müßten die Satellitenempfangsspiegel in das Meer hinein ausgerichtet werden. Noch weiter dramatisierte sich die Situation, als sich Hoffnungen der amerikanischen Satellitenwelt auf ein funktionierendes Transportmittel in einem erschütternden Feuerball und Menschenleben forderndes Nichts auflösten. Nach dieser Space-Shuttle-Katastrophe stürzte dann noch kurze Zeit später

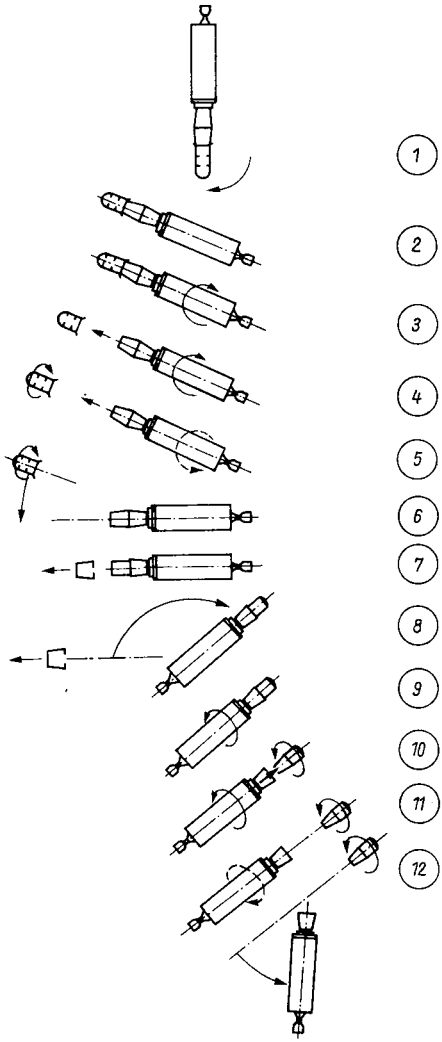


Bild 2
Auskoppelphase bei 2 Satelliten; Erläuterung siehe Text

ein Militärsupersatellit ab. Mit Ausnahme sowjetischer Erdsatelliten waren danach 1 Jahr lang keine Nachrichtensatelliten in den Himmel hochgebracht worden.

Bild 2 zeigt die »Geburtsstunde« eines Satelliten am Beispiel der Trägerrakete Typ *Ariane 3.* Der Vorgang läuft wie folgt ab:

1 – Stellung der Rakete mit der 3. Stufe und Nutzlast nach dem Ausbrennen des Motors im Orbit.
2 – Ausrichtung des Transporters durch das in der 3. Stufe integrierte Regel- und Drehsystem. Es besteht im Wesentlichen aus empfindlichen Magnetfeldsensoren zur Erde und Lichtsensoren zur Sonne.
3 – Der Flugkörper wird wie eine Gewehrkugel gezielt in Rotation versetzt und damit stabilisiert. Etwa 10 U/min reichen für die Stabilisierung aus.
4 – Abstoßen des oberen Satelliten durch eine dosierte Sprengladung oder durch einen Federmechanismus.
5 – Ende der gezielten Rotation.
6 – Neuorientierung des Transporters.
7 – Abstoßen des Schutzcontainers aus Fiberglas, in dem der 2. Satellit transportiert wurde.
8 – Reorientierung des Flugkörpers in eine für den Abwurf des 2. Satelliten günstige Stellung, um nicht mit den anderen Teilen zu kollidieren.
9 – Erneute Rotation des Transporters.
10 – Abwurf des 2. Satelliten.
11 – Beendigung der Rotation des Transporters.
12 – Weitere Orientierung der nun unnützen 3. Stufe des Transporters in eine für die ausgestoßenen Satelliten ungefährliche Richtung. Die Tanks werden schlagartig geöffnet, und durch die dabei entstehende kinetische Energie bewegt sich die zu Weltraumschrott gewordene Stufe vom Platz des Geschehens weg. Die Mission ist beendet.

Trägerrakete

Die Sowjetunion, USA, China, Indien, Australien, Japan und Frankreich sind technisch in der Lage, Satelliten mit einer Trägerrakete in den Orbit zu bringen. Die für Europa arbeitenden Satelliten, außer der sowjetischen *HORIZONT 7*, werden hauptsächlich von den französischen Raketentypen *Ariane* befördert. Ihr Aufbau soll daher kurz erläutert werden. Die 3stufige Trägerrakete gibt es in den bereits einsatzfähigen Modellen *Ariane 1, 2* und *3* mit jeweiliger Masse 1825, 2175 bzw. 2580 kg. Diese 49 m langen Typen sollen demnächst vom 58,4 m langen Modell *Ariane 4* (1900 bis 4200 kg) abgelöst werden. *Ariane 5* (52 m lang, 5300 bis 8500 kg) steht für Mitte der 90er Jahre auf dem Plan.

Derzeit aktuell ist die *Ariane 3*. Jede Stufe enthält im wesentlichen: Tanks mit Treibstoff und Oxydationsmittel, eine oder mehrere Düsen sowie die elektrischen, mechanischen und pneumatischen Regelungen. Die 1. Stufe hat 4 *Viking*-Motoren mit einem Schub von 675 kN, angetrieben

von Nitrogen-Tetroxide und einer Mischung aus unsymmetrischen Dimethyl-Hydrazin und Hydrazin-Hydrat. Die Leermasse beträgt 15,6 t, Höhe 18 m, Durchmesser 3,8 m, Treibstoffkapazität 145 t. Die maximale Geschwindigkeit liegt bei 1850 m/s (zum Vergleich: Eine schnelle Gewehrkugel erreicht 1000 m/s!), maximal erreichbare Höhe 60 km, Flugzeit bis zum Ausbrennen 140 s. Die Stahltanks sind 2 mm stark. Vergleicht man die *Ariane* mit einer Zigarette, so entspricht die Wandstärke $\frac{1}{6}$ des Zigarettenpapiers [1].

Symmetrisch um die 1. Stufe sind 2 Nachbrenner angebracht. Sie werden 11 m über der Startbasis gezündet und nach 30 s von einem Federmechanismus ausgebrannt abgeworfen. Die Länge der Nachbrenner mit Festbrennstoff ist immerhin 8 m bei einem Durchmesser von 1,07 m. Die Leermasse beträgt 2,4 t mit einer Kapazität von 7,3 t Pulver. Der Schub bringt 700 kN in die Beschleunigungsphase mit ein. Mit der 1. Stufe baugleich, nur leichter, wiegt die 2. Stufe leer 3,3 t bei einer Höhe von 11,5 m und einem Durchmesser von 2,6 m. Die Kapazität umfaßt 34 t Treibstoff für einen Schub von 785 kN. Die erreichbare Höchstgeschwindigkeit liegt bei 4700 m/s und reicht aus für eine maximale Flughöhe von 140 km. Nach 123 s ist sie ausgebrannt, und die mit Hitzeverkleidung ummantelte Stufe wird in Teilen abgeworfen.

Die 3. Stufe hat einen kryogenischen Motor, angetrieben von Flüssigsauerstoff und -wasserstoff, der bei Temperaturen von -175 bis $-250\,°C$ in den Tanks gelagert ist. Durch das Betanken mit dem superkalten Treibstoff dampft die Rakete auf der Startrampe. Die Leermasse ist mit 1200 kg recht gering, kann aber über 10 t Treibstoff aufnehmen. Die Höhe beträgt immerhin 10 m bei einem Durchmesser von 2,6 m. Der Schub von 63 kN reicht aus für die Geschwindigkeit von 9700 m/s zum Vorstoß in die geostationäre Transferflugbahn. Die 3. Stufe ist nach 12 min ausgebrannt. Durch die großen Temperaturunterschiede zwischen der Füllung und der Reibungswärme verdampft ein Teil des Treibstoffs ungenutzt. Die Isolierung der Tanks ist darum eine Herausforderung an die Technik. Um eine optimale Befüllung des Tanks zu erreichen, wird damit erst 200 min vor dem Start begonnen, und 5 min vor der Zündung der 1. Stufe beendet man die Betankung [2]. Die Steuerung der Rakete ist in der 3. Stufe verankert. Sie enthält alle für den Start und den Flug wichtigen Daten und Steuerbefehle. Damit steuert die Rakete sich selbsttätig und verfügt dazu über mehrere sich gegenseitig kontrollierende Datenverarbeitungen an Bord. In ihr sind die Daten gespeichert wie: jeweilige Position, Zeitpunkte der Trennung von den Stufen und von der Verkleidung der Nutzlast usw.

Der mitgeführte Treibstoff soll der letzten Stufe einen genauen Eintritt in die geostationäre Flugbahn ermöglichen und gleichzeitig eigenen Treibstoff des Satelliten für dessen Positionierung sparen. Genauigkeiten in dieser

Phase können die Lebensdauer des Satelliten bis zu 1 Jahr verlängern. Die Nutzlastverkleidung schützt die Satelliten während des Fluges durch die Atmosphäre. Das Innere der 2. Halbschalen wird während der Vorbereitungsphase ultrasauber gehalten, um die Satelliten vor Einflüssen der Umgebungsluft zu bewahren. Die Nutzlastverkleidung ist 8,7 m hoch bei 3,2 m Durchmesser und hat eine Masse von 860 kg. Hat die Rakete die Atmosphäre verlassen, ist die Nutzlastverkleidung unnötig geworden und kann in einer Höhe von 120 km abgesprengt werden. Transportiert man 2 Satelliten gleichzeitig, so wird die Steuerung der *Ariane* noch gebraucht, um den letzten der beiden Satelliten unabhängig in die Umlaufbahn zu entlassen. Dann hat die Trägerrakete ausgedient. Analog arbeiten im Prinzip auch die Typen anderer Trägerraketen.

Kommunikationssatelliten am Beispiel Europa

Angefangen 1960 mit dem ersten Nachrichtensatelliten *Echo 1*, über die *INTELSAT*-Modelle, *Molnija-, Raduga-, Ekran-, Horizont*-Typen, *TELSTAR-, COMSAT-, GALAXY-SAKURA-, ANIK-, ARABSAT*-Varianten [3] entwickelten immer mehr Länder Satelliten zur landeseigenen TV-Versorgung via Satellit bzw. kauften Nachrichtensatelliten oder mieteten Transponder in solchen. In jüngster Vergangenheit wurden über Europa immer weitere TV-Satelliten positioniert (Bild 1). Mit dem 19. Flug der *Ariane 3* am 19. 9. 1987 wurde nach dem australischen *AUSSAT-K3* der *ECS 4* im Orbit ausgesetzt. Beide Satelliten legten die Wegstrecke zu ihrem endgültigen Orbitstandort mit ihren eigenen Apogäum-Motoren zurück. Für dieses Manöver wird viel Treibstoff verbraucht, wobei jeder eingesparte Liter die Lebensdauer des Satelliten um Wochen verlängert. Der *ECS 4* trieb günstigerweise 2 Tage früher als geplant am 5. 10. 1987 auf seine Orbitposition 10° Ost. Die Feinkorrekturen hin zur gewünschten Position werden bei den Synchron-TV-Satelliten mit kleinen Hydrazin-Düsen vorgenommen, die auf jeder Seite verteilt sind und von der jeweiligen Kontrollstation auf der Erde genauestens dosiert pulsweise gezündet werden können.

Der Satellit benötigt den noch vorhandenen restlichen Treibstoff dazu, um die regelmäßig wiederkehrenden Lagekorrekturen auszuführen, denn magnetische Einflüsse der Erde, des Mondes, der Sonne und der Sonnenwinde befördern den Flugkörper langsam aus seiner Bahn. Ohne Korrekturen, die jeweils nach 14 Tagen ausgeführt werden, würde er bald seine Ausleuchtzonen auf der Erde verändern, bis er, außer Kontrolle geraten, in den Weltraum abdriftet. In der Phase der Konditionstests mußte der Hersteller des *ECS 4 (British Aerospace)* der ESA nachweisen, daß der Satellit auch den bestellten Bedingungen im realen Betrieb entspricht. Danach folgten die

Übergabetests, die den Besitzer- und Namenswechsel einläuteten: Aus dem *ECS 4* wurde so der *EUTELSAT I-F4*. Am 22. 11. 1987 wurde mit dem 20. Flug der *Ariane 3* der *TV-SAT 1* von Kourou aus erfolgreich gestartet, allerdings blockierte eines der beiden Sonnensegel, die sich auf eine Spannweite von etwa 20 m entfalten und die Energiezufuhr bewirken sollen.

Der *EUTELSAT I-F4* ist technisch mit dem nur 6° entfernt positionierten *F2* identisch. Beide verfügen gegenüber dem *F1* über 2 weitere Transponder im 12,5-GHz-Bereich und einen verbesserten Eklipsenschutz bei Abschattung durch die Sonne (batteriegepufferter Ausfall der Energieversorgung). Fast 1 kW elektrische Energie sichert den Parallelbetrieb von 10 Transpondern. Alle *EUTELSAT*-Typen sind Mehrzwecksatelliten für den Fernmeldeverkehr und für reguläre Programme. Somit sind Kompromisse notwendig. Für einen TV-Kanal werden 36 MHz Bandbreite benötigt. Vorhanden sind jedoch 72 MHz breite Transponderkanäle. Das kann z. B. für die Übertragung zweier Programme über einen Transponder genutzt werden. Derart breite Transponder eignen sich aber auch für die Übertragung von Hochgeschwindigkeitsdatenverkehr oder für Digital-TV.

Alle Sendungen werden horizontal oder Vertikal polarisiert zur Erde geschickt, typisch für europäische Verteilersatelliten in diesem Frequenzband [4]. Die Satelliten verfügen entsprechend dem gewünschten Zielgebiet über sogenannte Spotbeam-Antennen, die einen kleinen Ausleuchtbereich (ein Land) bewirken. Diese haben den Vorteil, im Kerngebiet wegen der Bündelung der Abstrahlenergie bereits Parabolspiegel mit 1,5 m Durchmesser für den Empfang dieser Signale zuzulassen. Auch ist eine Europa-Antenne vorhanden, deren Ausstrahlungen in ganz Europa empfangen werden können. Allerdings wird die Energie in diesem Fall nach dem »Gießkannenprinzip« verteilt, ein Empfang ist nur mit Antennendurchmessern ab 4 m aufwärts sinnvoll möglich.

Als nächstes will die *EUTELSAT*-Organisation den *F5* in den Orbit befördern lassen. Nach neuesten Überlegungen soll dieser den *F1*, der bereits 5 Jahre lang arbeitet, ersetzen. Mit dem noch vorhandenen Treibstoff soll der *F1* dann auf 16° Ost umgesetzt werden, um als Reservesatellit zu wirken, bis der Treibstoff ausgeht. Die 2. Generation, *EUTELSAT II*, soll leistungsstärker werden und 16 Transponder sowie ein verbessertes Antennensystem enthalten, um die Ausleuchtzonen der europäischen Geographie besser anzupassen.

Trends

Die Synchronsatelliten eröffnen ein neues TV-Empfangszeitalter. Was den wenigsten der heute Satellit-TV schauenden Zuschauer Europas bewußt

wird, ist die ursprüngliche Aufgabe der Satelliten: die Übertragung regulärer TV-Programme. Besonders im 4-GHz-Bereich war und ist das die hauptsächliche Aufgabe: die Übertragung des jeweiligen nationalen Fernsehprogramms. Die Satellitenübertragung soll eigentlich nur einen möglichst preisgünstigen Zugang zum heimischen TV-Gerät überall im jeweiligen Land gestatten, sie also entweder direkt zu empfangen oder über Sekundärsender weiterzuleiten. Es sind Programme für ein eng umrissenes Zielpublikum und nicht gemacht für die halbe Welt. Das erspart Ländern wie Algerien, Nigeria, Saudi-Arabien, Burundi usw. ohne gewachsene TV-Infrastruktur die hohen Kosten eines terrestrischen Richtfunknetzes. Westeuropäische, nordamerikanische und japanische TV-Satelliten haben dagegen bislang andere Aufgabengebiete: Sie sollen neue Programme unters »TV-süchtige« Volk bringen. So sind diese meist aus kommerziellen Gründen entstandenen Programme nur via Satellit zu sehen. Sie haben eher eine internationale Ausrichtung, um es neutral auszudrücken. Das sind Programme, wie man sie von den Auslandsrundfunkdiensten auf Kurzwelle her kennt: bewußt fürs Ausland zusammengestellte Beiträge. Man weiß nie, was einem vorenthalten wird. Man fragt sich, wo bleibt das Original, damit man sich ohne Bevormundung selbst ein Bild machen kann.

Literatur

[1] aerospatiale, Broschüre der Société nationale industrielle, Paris Cedex 16, 1987.

[2] R. Bürmann, Satelliten-Technik. Tele-audiovision, 7 (1987), Seite 7, 8.

[3] E. Naumann, Erdsatelliten und Orbitalstationen – Technik im Weltraum. Mitteilungen des Zentralinstitutes für Schweißtechnik der DDR, 26 (1984) 12, Seite 1328 bis 1336.

[4] A. Tatter, Satellitenfernsehen in Europa, radio-fernsehen-elektronik, 37 (1988) 1, Seite 10 bis 15.

4 Zeitmultiplexverfahren für das Fernsehen

Dipl.-Ing. Heinz Bergmann

Neue Übertragungswege zur Übermittlung von Fernsehsignalen, wie sie z. B. beim Kabel- und Satellitenfernsehen angewendet werden, haben Anlaß gegeben, über die dazu möglichen Übertragungsverfahren nachzudenken. Dabei wird angestrebt, die Nachteile heutiger Fernsehübertragungsverfahren auszuschalten bzw. zu verringern und ein Bild höherer Wiedergabequalität beim Fernsehteilnehmer bereitzustellen. Verschiedene Zeitmultiplexverfahren sind dafür geeignet, über die, ausgehend von der Auflösung beim Fernsehen, ein Überblick gegeben werden soll.

Die Auflösung beim Fernsehen

Die Qualität einer Bildwiedergabe wird durch die Auflösung des Bildes, d. h. durch die Anzahl der wiedergegebenen Bildpunkte, bestimmt. Beim Fernsehen ist das die Zeilenzahl von 625 Zeilen, die jeweils in $\frac{1}{25}$ s (25-Hz-Bildwechselfrequenz) auf den Bildschirm der Wiedergaberöhre geschrieben werden. Die Anzahl von 625 Zeilen bezieht sich nach der Fernsehnorm (CCIR-Standard B und G) auf den gesamten Rasterdurchlauf, wovon wegen der Austastung des Elektronenstrahls beim vertikalen Rücklauf nicht alle Zeilen geschrieben werden können, so daß nur 575 Zeilen sichtbar sind.

Frequenz- und zeitmäßig betrachtet, ergeben sich folgende Verhältnisse: Die Zeilenfrequenz beträgt 625 Zeilen $\times$ 25 Hz = 15625 Hz, d. h., für das Schreiben einer Zeile werden 64 µs erforderlich. Für die Synchronisationsimpulse (Dunkeltastung und Rücklauf) werden 12 µs benötigt, so daß für die Zeilendarstellung auf dem Bildschirm nur 52 µs bleiben. Damit reduziert sich die ohne Berücksichtigung des Elektronenstrahlrücklaufs größere sichtbare Bildfläche von 625 Zeilen zu je 64 µs auf 575 Zeilen zu je 52 µs.

Geht man davon aus, daß ideal der kleinste darstellbare Bildpunkt in der Vertikalen eine Zeile (oder der 575. Teil der Bildschirmhöhe) hoch ist, dann sollte die Bildpunkthöhe auch für die Breite des Bildpunkts in der horizontalen Richtung gelten, damit man einen quadratischen Bildpunkt erhält. Auf einer Zeile finden somit bei einem Bildseitenverhältnis von 4:3 eine Anzahl von $(4 \times 575)/3 = 767$ Bildpunkten Platz. Das gesamte Bildfeld enthält auf diese Weise

$$575 \times 767 = 441025$$

Bildpunkte. Die Zeit für das Durchlaufen eines Bildpunkts auf einer Zeile beträgt

$$t_B = \frac{52\ \mu s}{767} = 0{,}0678\ \mu s.$$

Die höchste Bildfrequenz tritt auf, wenn helle und dunkle Bildpunkte von je 0,0678 µs Dauer aufeinanderfolgen, d. h., die Periodendauer des Bildsignals ist

$$T_p = 2 \cdot t_B = 0{,}1356\ \mu s,$$

was einer höchsten Bildfrequenz von

$$t_{max} = \frac{1}{T_B} = 7{,}375\ \text{MHz} \approx 7{,}4\ \text{MHz}$$

entspricht.

Die Grenze der vertikalen Auflösung ist durch die Zeilenstruktur vorgegeben. Man kann die einzelnen Zeilen nicht völlig eng aneinanderliegend schreiben, so daß ein Verlust an vertikaler Auflösung auftritt. Um aber die Auflösung in vertikaler und horizontaler Richtung gleichartig zu gestalten, reduziert man die horizontale Auflösung um den Faktor 0,66 (*Kell*-Faktor), so daß die höchste Videofrequenz einen Wert von etwa 5 MHz annimmt, die zugleich die Videobandbreite darstellt. Durch die Unterbringung des Farbhilfsträgers beim Farbfernsehen kann jedoch im Fernsehempfänger diese volle Videobandbreite nicht genutzt werden.

Die mit dem *Kell*-Faktor bewirkte Einschränkung der Videobandbreite hat zur Folge, daß sich die Anzahl der Bildpunkte um jeweils 0,66 verringert, d. h. vertikal auf rund 380 Zeichen und horizontal auf rund 510 Bildpunkte, so daß nur noch etwa 200000 Bildpunkte insgesamt übrigbleiben. Durch die obengenannte Reduzierung der Leuchtdichtebandbreite bei Einführung des Farbfernsehens auf unter 5 MHz verschlechtert sich das Ergebnis nochmals. Es ist deshalb nicht verwunderlich, daß man sich schon recht frühzeitig nach alternativen Übertragungsverfahren umgesehen hat.

Zeitmultiplextechnik

Bei den bisher benutzten Farbfernsehübertragungsverfahren werden die einzelnen Signale für die Leuchtdichte, die Farbe und den Ton im Frequenzmultiplex übertragen, d. h., für die Farbsignale sind der Farbhilfsträger, für das Tonsignal der Tonträger bzw. für ein Stereotonsignal die Tonträger vorhanden, die alle insgesamt den Bildträger modulieren. Die Folge dieser Verfahrensweise sind störende Übersprecheffekte von Leuchtdichtesignalen in den Farbkanal und umgekehrt und reduzierte Auflösung durch Verringerung der Bandbreite des Leuchtdichtesignals. Die bisher beim Farbfernsehen angewendete Übertragung zwingt bei Konzipierung und Einführung neuer Zubringer- und Verteilungsstrukturen zu Überlegungen, um obengenannte Unzulänglichkeiten zu verringern. Das trifft besonders bei der Benutzung von Satelliten zur Fernsehsignalübertragung und von Kabelfernsehanlagen zu.

Eine Verbesserung läßt sich bei Anwendung der Zeitmultiplextechnik erzielen. Kennzeichen der Zeitmultiplextechnik ist es, daß das Leuchtdichtesignal, die Farbdifferenzsignale und das Tonsignal zeitlich gestaffelt hintereinander und getrennt voneinander übertragen werden. Damit werden gegenseitige Störungen, wie sie in der Frequenzmultiplextechnik auftreten (Übersprechen, frequenzmäßige Störungen), vermieden. Weiterhin ist bei dieser Zielstellung gleichzeitig eine zusätzliche Datenübertragung und eine Abkehr von der analogen Tonübertragung möglich. Dabei bieten sich Voraussetzungen für neue Dienste und ein hohes Maß an Flexibilität bei der Ausnutzung des digitalen Datenstroms. Da alle obengenannten Signale in der Dauer einer Zeile übertragen werden müssen, macht sich eine Kompression des Leuchtdichtesignals und der Farbdifferenzsignale erforderlich. Je nach Aufteilung der Signale innerhalb einer Zeilendauer haben sich unterschiedliche Verfahren herausgebildet, wobei sich auch noch Unterschiede in der Aufbereitung und Übertragung der Ton- und der Datensignale (Datenburst) ergeben.

Timeplex-Verfahren

Timeplex ist ein mit Zeitmultiplextechnik arbeitendes Farbkodierverfahren, bei dem Leuchtdichte- und Farbsignal nicht wie bei herkömmlichen Farbkodierverfahren zeitgleich in einer Zeile übertragen werden, sondern bei dem eine zeilenserielle Übertragung, d. h. zeitlich getrennte Übertragung, vorgenommen wird. Das Leuchtdichtesignal wird dabei in der üblichen Zeilendauer übertragen, während die komprimierten Farbdifferenzsignale in der horizontalen Austastlücke eingefügt werden. Bild 1 zeigt das Prinzip

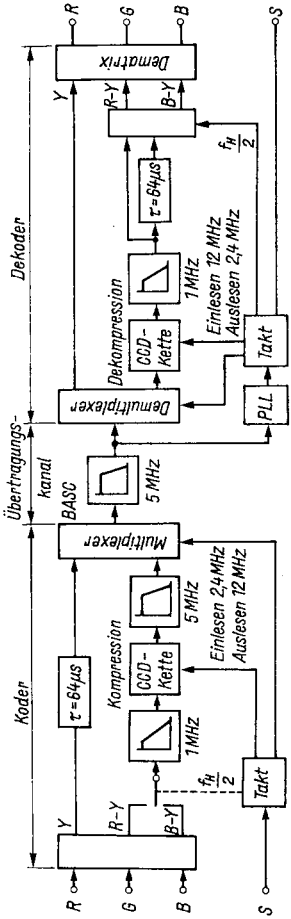


Bild 1 Timeplex-Verfahren (Prinzip)

der Timeplex-Farbkodierung und -dekodierung. Die 3 Farbwertsignale R, G und B werden in das Leuchtdichtesignal Y und in die beiden Farbdifferenzsignale R-Y und B-Y umgewandelt. Aus den beiden simultan vorliegenden Farbdifferenzsignalen werden über einen elektronischen Schalter zeilensequentielle Signale erzeugt. Nach einer Bandbegrenzung auf 1 MHz gelangen die seriellen Signale in ein Schieberegister. Aus dem Register werden die Signale nach dem Zeilenende mit der 5fachen Taktfrequenz ausgelesen. Ein 5-MHz-Tiefpaß unterdrückt die Taktfrequenz.

Danach stehen komprimierte, zeilensequentielle Farbdifferenzsignale zur Verfügung, die in die Austastlücke eingefügt werden. Das Leuchtdichtesignal und die Farbdifferenzsignale weisen nunmehr die gleiche Bandbreite von 5 MHz auf. Die in der horizontalen Austastlücke plazierten, komprimierten Farbdifferenzsignale nehmen mit 10 µs mehr als das Doppelte der hinteren Schwarzschulter ein, so daß für eine ausreichende Mittelwertklemmung nur für jede 2. Zeile ein Synchronisierimpuls übertragen zu werden braucht. Im Timeplex-Dekoder geschieht zunächst die zeitliche Zerlegung des Signals in das Y- und in die komprimierten, zeilensequentiellen Farbdifferenzsignale. Die Dekompression wird in einer CCD-Kette vorgenommen. Danach werden aus den zeilensequentiellen Signalen simultane Signale (ähnlich SECAM) gewonnen.

MAC-Familie – C-MAC

Mit MAC *(Multiplexed Analogue Components)* wird eine Familie von miteinander verwandten Zeitmultiplexverfahren bezeichnet. MAC arbeitet mit einer Kompression des Leuchtdichtesignals und der Farbdifferenzsignale. Das Leuchtdichtesignal wird dabei um den Faktor 3:2 komprimiert. Dadurch nimmt es eine größere Bandbreite ein. Die zeilensequentiell übertragenen Farbdifferenzsignale werden mit 3:1 komprimiert. Damit stehen

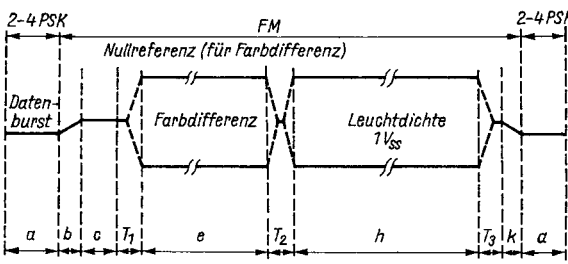


Bild 2 Der zeitliche Ablauf des MAC-Signals während einer Zeilendauer; a – 206 bit für Zeilensynchronisation und Ton/Daten, b – 4 Clock-Perioden, Übergang am Ende des Datenbursts (enthält ansteigende Flanke des Energieverwischungssignals), c – 15 Clock-Perioden für Klemmung (0,5 V), T_1 – 10 Clock-Perioden (enthält 5 Clock-Perioden für gewichteten Übergang zum Farbdifferenzsignal), e – 349 Clock-Perioden für das komprimierte Farbdifferenzsignal, T_2 – 5 Clock-Perioden für den gewichteten Übergang vom Farbdifferenz- zum Leuchtdichtesignal, h – 697 Clock-Perioden für das komprimierte Leuchtdichtesignal, T_3 – 6 Clock-Perioden, gewichteter Übergang vom Leuchtdichtesignal, k – 4 Clock-Perioden, Übergang am Beginn des Datenbursts (enthält abfallende Flanke des Energieverwischungssignals)

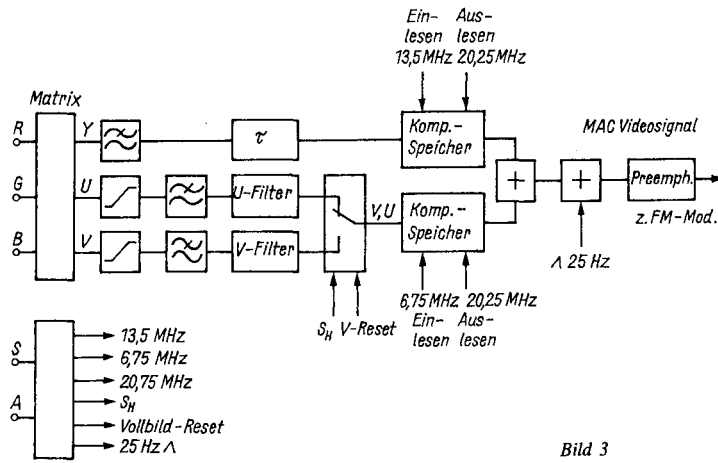


Bild 3
MAC-Koder (Prinzip)

dem Leuchtdichtesignal 35 µs und dem Farbdifferenzsignal 17,5 µs von etwa 52 µs effektiver Zeilendauer zur Verfügung. Durch die getrennte Übertragung von Leuchtdichtesignal und Farbdifferenzsignalen ergeben sich bezüglich des Farbübersprechens ebensolche Vorteile wie bei Timeplex. Auch der Störabstand verbessert sich.

Das MAC-Signal besteht aus dem zeitlichen Nacheinander (Zeitmultiplex) des Ton- und Datensignals (Datenburst), jeweils eines Farbdifferenzsignals (R-Y oder B-Y) und des Leuchtdichtesignals (Y) innerhalb einer vollen Zeilendauer (Bild 2). Die einzelnen Zeitabschnitte sind in Taktperioden angegeben, die auf die Abtastfrequenzen von 13,5 MHz für das Leuchtdichtesignal und von 6,75 MHz für die Farbdifferenzsignale bei der Digitalisierung nach CCIR-Empfehlung 601 zurückgehen.

Die Kompression des Y- und des (R-Y)- bzw. (B-Y)-Signals im MAC-Koder (Bild 3) wird mit digitalen Verfahren – und nur durch die Digitalisierung läßt sich überhaupt dieses Verfahren mit vertretbarem Aufwand realisieren – vorgenommen. Die Signale werden mit den angegebenen Abtastfrequenzen abgetastet, quantisiert und kodiert in einem Halbleiterspeicher eingelesen. Das Auslesen geschieht dann in einer um den Kompressionsfaktor kürzeren Zeit, wobei sich die Auslese-Abtast-Frequenz erhöht:

$$\text{Y-Signal:} \qquad 13{,}5\ \text{MHz} \cdot 1{,}5 = 20{,}25\ \text{MHz},$$
$$\text{(B-Y)-, (R-Y)-Signal:} \quad 6{,}75\ \text{MHz} \cdot 3 = 20{,}25\ \text{MHz}.$$

Im MAC-Koder ist damit eine Taktfrequenz von 20,25 MHz vorhanden, die auch für die Tonsignalverarbeitung benutzt wird. Der Puls- und Taktgeber erzeugt aus den Synchronimpulsen (S) und den Austastimpulsen (A)

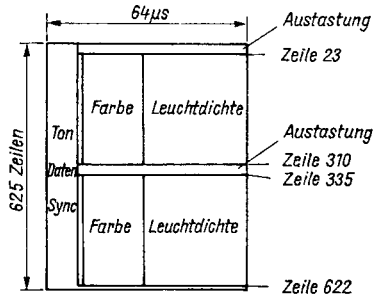


Bild 4
Zuordnung der Signalanteile innerhalb eines MAC-Vollbilds mit 2 Halbbildern und 625 Zeilen

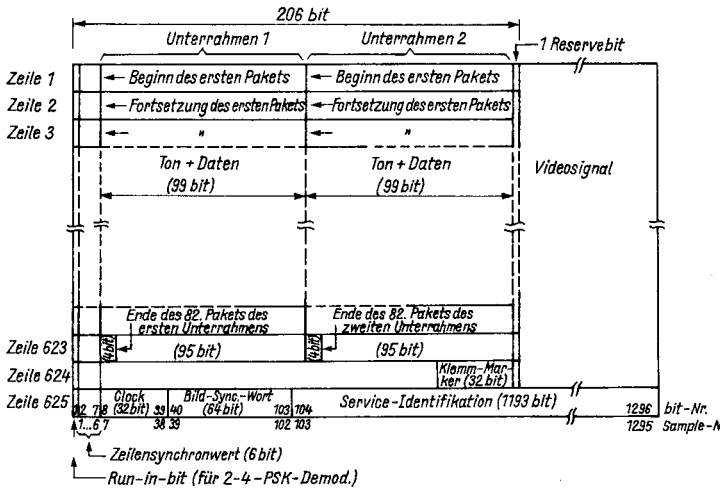


Bild 5 Organisation der Datenmenge im C-MAC-Verfahren. Bei der D2-MAC-Übertragung wird nur die Datenmenge eines Unterrahmens verwendet

alle notwendigen Signale. Nach weiterer Verarbeitung und Zusammenführung moduliert das Zeitmultiplex-Videosignal den Videoträger in der Frequenz. Man erhält eine Bandbreite von 8,4 MHz. Während der horizontalen Austastzeit modulieren die Ton- und Datensignale (Datenburst) digital die Phase dieses Trägers (2–4 PSK).

Das MAC-Signal (Bild 4) verwendet für die Zeilen- und Bildsynchronisation keinen Synchronimpuls, sondern bestimmte Datenwörter an geeigneter Stelle im Datenburst. Der Datenburst (Bild 5) enthält insgesamt je Zeile 206 bit, wobei jedes bit einer Taktfrequenz von 20,25 MHz (C-MAC) ent-

spricht. Das 1. bit ist ein Run-in-bit, dann folgen 6 bit für die Zeilensynchronisation (Zeilensynchronwert), 1 bit wirkt als Reserve, so daß 198 bit zur Benutzung je Zeile zur Verfügung stehen. Diese bit werden einer komplizierten Organisation unterworfen, die u. a. die bit auf 82 Pakete aufteilt, wobei jedes Paket 751 bit lang ist. 720 bit sind davon nutzbar, der Rest wird für Paketkopf (Header), Adreßfeld u. a. benutzt. Man erhält 720 bit × 82 = 59040 bit, was einem Tondatenstrom von 1,476 Mbit/s entspricht. Auf diese Weise lassen sich eine unterschiedliche Anzahl von Tonkanälen (bis 8 Kanäle bei C-MAC) mit unterschiedlichen Qualitätsanforderungen übertragen.

Das MAC-Signal nimmt eine Videobandbreite von 8,4 MHz ein und bietet beim Empfang eine größere Bandbreite für das Leuchtdichtesignal (5,6 MHz) und ein verringertes Farbrauschen als bestehende Fernsehsysteme. Durch die Taktfrequenz von 20,25 MHz ist für den digitalen Datenstrom eine Bandbreite von 10,125 MHz erforderlich, die für eine sichere Übertragung noch überschritten werden muß. Damit paßt das MAC-Signal insgesamt in einen 27 MHz breiten Satellitenkanal hinein.

D-MAC

Die Bandbreitenanforderungen des MAC-Signals sind bei terrestrischen Verbindungen (Kabelverteilung) kaum erfüllbar, so daß bald neue MAC-Varianten entwickelt wurden. Für Verteilanlagen mit einem Kanalabstand von 10,5 MHz ist D-MAC geeignet, das mit duobinärer Kodierung (D) des Datenbursts arbeitet. Für diesen Zweck wird das Binärsignal von C-MAC mit den Werten 0 und 1 in das Duobinärsignal mit den Werten 1, 0 und −1 umgewandelt. Damit läßt sich unter Beibehaltung der Taktfrequenz von 20,25 MHz die Übertragungsbandbreite reduzieren, da bei der Duobinärkodierung im Frequenzspektrum die höherfrequenten Anteile viel schwächer vorhanden sind als bei der Binärkodierung. Die Verarbeitung des Leuchtdichtesignals und der Farbdifferenzsignale ist die gleiche wie bei C-MAC.

D2-MAC

Ein weiteres MAC-Verfahren ist D2-MAC (Bild 6 und Bild 7), vorgesehen für einen Kanalabstand von 7 oder 8 MHz. Das Hauptmerkmal von D2-MAC ist die Duobinärkodierung (Buchstabe D) für Daten- und Tonsignale mit der halben Taktfrequenz (Ziffer 2 in der Abkürzung) von 10,125 MHz. Für die Tonübertragung bietet D2-MAC eine Reihe von Möglichkeiten, die es erlauben, sich den jeweiligen Erfordernissen des betreffen-

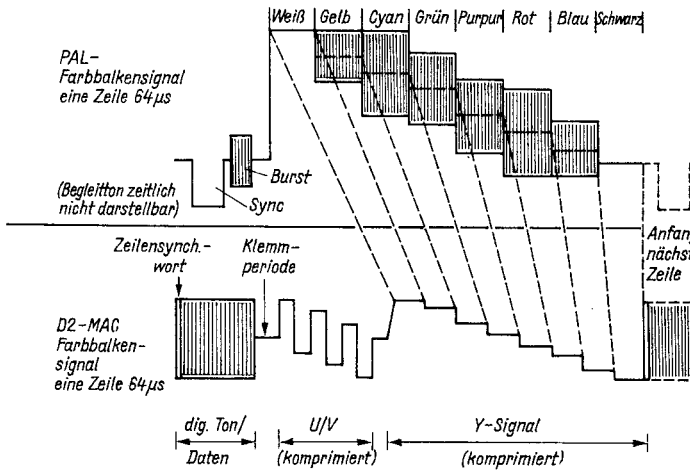


Bild 6 D2-MAC-Signal

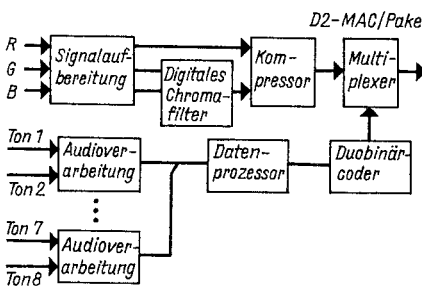


Bild 7
D2-MAC-Coder (Prinzip)

den Fernsehprogramms optimal anzupassen. So ist es möglich, Tonsignale mit einer Bandbreite von 15 kHz oder aber nur mit 7 kHz (Kommentarkanal) zu übertragen. Weiterhin kann man einen hohen oder einen niedrigeren Fehlerschutz wählen. Für einen internationalen Programmaustausch lassen sich maximal 1 monofoner NF-Kanal mit hoher Qualität und weitere 6 zusätzliche Kommentarkanäle unterbringen. Wird nur 1 monofoner NF-Kanal (15 kHz) benutzt, so bleibt noch genügend Restkapazität für einen schnellen Videotext.

Im duobinär kodierten Datenstrom sind zusätzliche Kennungen unterzubringen, z. B. zur automatischen Steuerung der Dekoder im Empfänger, Angaben über Sender oder Programmart, zur Tonkennung oder Programmierung von Geräteeinschaltungen.

Für die Ton- und Datensignale (s. auch Bild 5) stehen je Zeile nur 99 bit zur Verfügung. Deshalb bündelt man diese Signale zu Paketen mit je 751 bit, die sich auf mehrere Zeilen verteilen. Ein Vollbild enthält insgesamt 82 derartiger Pakete, von denen das erste am Anfang von Zeile 1 beginnt und das letzte zu Beginn der Zeile 623 endet. Wie man nun im einzelnen den Inhalt der Pakete kodiert, legt fest, wie viele Tonkanäle sich übertragen lassen. Jedes Paket trägt am Anfang eine Adresse, den Kontinuitätsindex, Schutz-bit, eine Angabe über den Pakettyp und daran anschließend den Kodierblock (Ton oder Daten). Für die Zeilensynchronisation ist zu Beginn jeder Zeile ein Zeilensynchronwert vorhanden (6 bit). Die Zeile 624 enthält im Datenteil Angaben über die Videosignalklemmung. Im Videoteil sind Referenzsignale enthalten, die Automatiken (AGC, Frequenzgang- und Echoentzerrung) betätigen. Die Zeile 625 ist eine reine Datenzeile. Sie bewirkt Bildsynchronisation und Kennung des Kanals (Suchlauf) bzw. übermittelt weitere Angaben (Datum, Uhrzeit).

Auch hier hat sich an der Verarbeitung des Leuchtdichte- und des Farbdifferenzsignals gegenüber C-MAC nichts geändert.

E-MAC

Im MAC-Koder und im MAC-Dekoder werden wegen der Signalkompression und der Signalexpansion die Videosignale zur Verarbeitung digitalisiert und abgespeichert. Durch die Digitalisierung ergibt sich die Möglichkeit für eine weitgehende Manipulation der Signale. Eine dieser Möglichkeiten liegt darin, das Bildseitenverhältnis zu ändern. Um das Bild zu verbreitern, muß eine zusätzliche Bildinformation übertragen werden, wozu es notwendig ist, die Datenpakete zu verringern. Von den Daten werden nur noch je Vollbild 42 Pakete für Ton und 8 Pakete für Daten übertragen. Damit können noch 2 kompandierte Tonkanäle und einige Daten übertragen werden. Anstelle der Daten wird die Seiteninformation des Leuchtdichtesignals übertragen. Für die Farbe der Seitenteile werden 18 Zeilen aus den Austastlücken verwendet. Je Zeile in der Austastlücke werden die Seitenteile von 16 Zeilen übertragen. Damit erhält man je Halbbild die Farbe der Seitenteile von $16 \cdot 18 = 288$ Zeilen. Das Kompressionsverhältnis für die Seitenteile ist das gleiche wie für das 4:3-Bild, nämlich 3:1 für U/V und 3:2 für Y. Das Bildseitenverhältnis, das man damit erreicht, ist 4,68:3. Dieses auf eine Vergrößerung des Bildseitenverhältnisses abzielende MAC-Verfahren wird mit E-MAC *(Extended MAC)* bezeichnet.

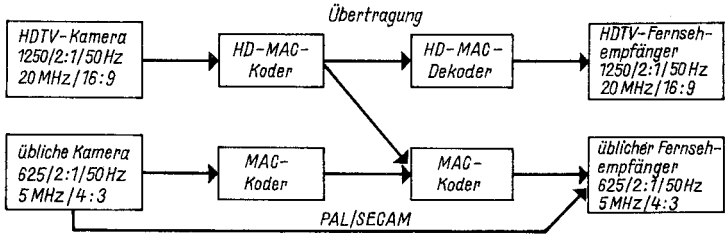


Bild 8 HD-MAC

HD-MAC

Eine weitere Variante des MAC-Verfahrens ist das HD-MAC-Verfahren *(High-Definition MAC)*, das in seiner Zielstellung für die Übertragung eines Hochzeilen-Fernsehsignals mit einem Bildseitenverhältnis von 16:9 gedacht und kompatibel mit der MAC-Grundvariante ist. Zum einen kann das Fernsehsignal (625 Zeilen, Zeilensprung, 50-Hz-Halbbildfrequenz, 5-MHz-Bandbreite und Bildseitenverhältnis von 4:3) herkömmlich bereitgestellt und nur zur Übertragung das MAC-Verfahren benutzt werden (Bild 8). Im zweiten Fall liefert die Fernsehkamera ein Hochzeilensignal (1250 Zeilen, Zeilensprung, 50-Hz-Halbbildfrequenz, 20-MHz-Bandbreite, Bildseitenverhältnis von 16:9), das nach Aufbereitung durch einen HD-MAC-Koder übertragen wird. Es kann einmal mit einem einfachen MAC-Dekoder zur Weiterleitung an einen üblichen Fernsehempfänger empfangen werden, zum anderen aber auch von einem HD-MAC-Dekoder, wobei dann das Hochzeilensignal wieder bereitgestellt wird.

Kennzeichen des HD-MAC-Verfahrens ist, daß durch spezielle Signalverarbeitungen zur Übertragung nur 1 Kanal von 8,4 MHz Breite benötigt wird. Zu diesen speziellen Signalverteilungen gehören eine vertikale Filterung, eine Zeilenkonvertierung von 1250 auf 625 Zeilen zur Übertragung, eine horizontale Verarbeitung und ein Sub-*Nyquist*-Sampling. Auf der Empfängerseite wird analog vorgegangen, und die einschränkenden Maßnahmen werden wieder aufgehoben (z. B. Rückkonvertierung von 625 Zeilen auf 1250 Zeilen). Die Signalverarbeitung wird im HD-MAC-Koder und -Dekoder digital vorgenommen.

Literatur

[1] W. Schild, Zeilen, Linien oder Megahertz? Funkschau 60 (1988) 9, Seite 48 bis 51.
[2] N. Meyer, Die Neue Fernsehtechnik. München 1987.

[3] Farbfernsehübertragung in Zeitmultiplextechnik. radio-fernsehen-elektronik, Berlin 34 (1985) 3, Seite 181.
[4] Ch. Dosch, C-MAC/Paket-Normvorschlag der Europäischen Rundfunkunion für den Satellitenrundfunk. Rundfunktechnische Mitteilungen, Hamburg 29 (1985) 1, Seite 23 bis 35.
[5] H. Schönfelder, Möglichkeiten der Qualitätsverbesserung beim heutigen Fernsehen. Fernseh- und Kinotechnik, München 37 (1983) 5, Seite 187 bis 196.
[6] Neues Fernsehübertragungsverfahren HD-MAC. radio-fernsehen-elektronik, Berlin 38 (1989) 3, Seite 185 bis 187.

5 Antennen am Flugzeug

Dipl.-Ing. Gustav Westphal

Das Problem der Antennen am Flugzeug besteht bereits seit dem Jahre 1911, als *Maurice Farman* als erster in der Welt ein Flugzeug mit einer Funkstation ausrüstete und damit eine Entfernung von etwa 50 km überbrücken konnte. Die Bedingungen, unter denen Funkanlagen an Bord von Flugzeugen betrieben werden, haben sich aber geändert. So ist die Geschwindigkeit der Zivilflugzeuge gegenüber damals auf das mehr als 5fache gestiegen, aber die physikalischen Gesetze sind selbstverständlich die gleichen geblieben. Es ist auch der Widerspruch geblieben zwischen den Forderungen an die Antenne und den Möglichkeiten der Anbringung am Flugzeug. Auf der Erde kann man z. B. die Antennen so weit auseinander aufbauen, daß eine gegenseitige Beeinflussung der Systeme weitgehend ausgeschlossen ist. Bei mehreren Antennen am Flugzeug muß man mit den geometrischen Abmessungen des Flugzeugkörpers auskommen. Da steht manche Antenne sogar im Nahfeld einer anderen – sie müssen »miteinander leben«. Eine Erkenntnis hat sich seitdem aber verstärkt: Die drahtlose Informationsübertragung Bord – Boden – Bord durch die Anwendung der Hoch- und Höchstfrequenztechnik ist für die sichere Fliegerei unverzichtbar!

Die Rolle der Antenne in den Systemen der drahtlosen Informationsübertragung im Elektronischen Jahrbuch zu erklären hieße doch Eulen nach Athen tragen. Ein großer Teil der Leser hat da schon seine praktischen Erfahrungen, gute und schlechte. Immer aber steht am Ende einer Reihe von Versuchen die Bestätigung der alten Funkerweisheit: »Eine gute Antenne ist der beste HF-Verstärker.« Für die Verbesserung der Verbindung läßt sich da immer noch etwas erreichen, ohne an Sender oder Empfänger Aufwand treiben zu müssen. Rothammels »Antennenbuch«, die »Bibel der Antennenbauer« nicht nur im deutschsprachigen Raum, verrät da viele Geheimnisse. Ein Ausgleich von Antennenfehlern durch bessere Empfänger-

leistungen ist nicht möglich, denn was die Antenne nicht aufgenommen hat, kann der Empfänger nicht aufbereiten. Jede Antenne ist meist ein Kompromiß zwischen Ideal und Möglichkeit, egal, wodurch sich die jeweilige Einschränkung begründet (oft ist es der Finanz- oder Zeitfonds). »Kompromiß« ist der bestimmende Terminus für die Antennen am Flugzeug. Er ist unvermeidlich, denn die Bedingungen und Forderungen aus den unterschiedlichen am Flugzeugbau und -betrieb beteiligten Fachrichtungen stehen sich häufig direkt entgegen oder schließen sich sogar gegenseitig aus.

Wie soll eine Antenne am Flugzeug sein? Das sind solche Forderungen wie

- funktechnisch ideal bemessen »und« klein,
- mechanisch fest »und« leicht,
- mit großer wirksamer Höhe »und« aerodynamisch,
- gut isoliert »und« elektrostatisch neutral,
- preiswert »und« luftfahrttauglich (teuer!),
- am idealen Ort montiert, »und« der ist schon besetzt ...,

...und so ließe sich das fortsetzen.

In der Zoologie bezeichnet man seit vielen Jahren die Fühler der Insekten als »antennae«. Dieser Begriff ist seit den Anfängen der Funktechnik den HF-»Fühlern« übertragen worden und wird heute für alle Gebilde dieser Art unabhängig von der Form (Langdraht, Dipol, Parabol usw.) benutzt. Welchen Wandel die Antennenformen am Flugzeug hinter sich haben, soll an einem Beispiel gezeigt werden. In die ersten mit Funkanlagen ausgerüsteten Flugzeuge wurden Drahthaspeln isoliert eingebaut, auf die ein langes Antennenseil aufgewickelt war. Am Ende dieses Antennenseils war ein stromlinienförmiges Gewicht befestigt (umgangssprachlich »Antennen-Ei«). Vor der Inbetriebnahme der Funkstation in der Luft wurde dann das Antennenseil abgespult und hing in großem Bogen unter dem Flugzeug in der Luft (Bild 1). Es wurde vom Antennen-Ei gespannt und hinterhergeschleppt. Obwohl Seillängen von 80 bis 100 m verwendet wurden, war die wirksame Höhe dieser »Schlepp-Antenne« gering, denn die Antennenab-

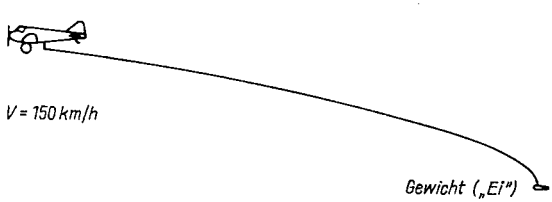


Bild 1 Schleppantenne am Flugzeug

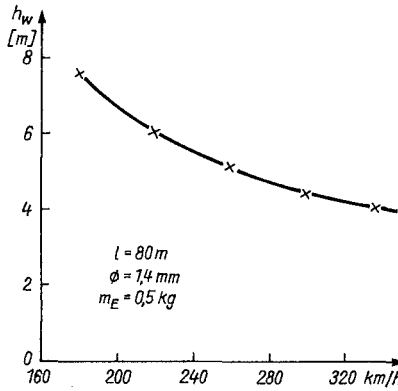


Bild 2
Wirksame Höhe einer Schleppantenne in Abhängigkeit von der Fluggeschwindigkeit

schnitte mit dem höchsten Antennenstrom lagen am dichtesten am Flugzeug. Die Reichweiten waren bei Verwendung im Mittel- und Grenzwellenbereich aber befriedigend. Vor der Landung mußte der Antennendraht von Hand wieder eingerollt werden, sonst wären Seil und Ei bei der Annäherung an die Erde verlorengegangen.

Diese Schleppantenne hatte keine konstanten elektrischen Werte. In Bild 2 ist z. B. die Abhängigkeit der wirksamen Höhe von der Flugzeuggeschwindigkeit dargestellt. In ähnlicher Kurve verändert sich die Antennenkapazität und macht das Nachstimmen der Senderendstufe erforderlich. Hier mußte also ein Funker an Bord sein und die Bedienung übernehmen. Erst in den 60er Jahren machte die Entwicklung der Funktechnik diesen überflüssig und zeigt damit den Einfluß der Funktechnik auf die Anzahl der Besatzungsmitglieder.

Die Drahtantenne wird bis in unsere Zeit betrieben, doch nicht mehr als Schleppantenne. Die *IL-18* hat z. B. eine Langdraht-Antenne zwischen vorderem Rumpfteil und Leitwerk gespannt, bei der eine Strahlerlänge von 16 m durch einen Isolator von der Gesamtlänge von 23 m abgetrennt ist. Für größere Geschwindigkeiten (die *IL-18* hat eine Reisegeschwindigkeit von 650 km/h) ist die Drahtantenne nicht geeignet. Dafür werden andere »Gebilde« verwendet, die auch anderen Frequenzbereichen genügen. Wenn man bedenkt, daß in modernen Flugzeugen die unterschiedlichsten Funksysteme genutzt werden, von denen die einen Frequenzen um 10 kHz nutzen, andere jedoch Arbeitsfrequenzen um 10 GHz haben und alles dazwischen auch vorhanden ist, kann man bei Flugzeugantennen eigentlich einiges erwarten.

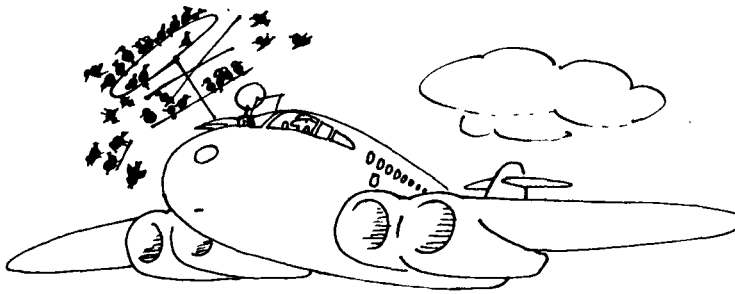
Es ist zweckmäßig, die unterschiedlichen Systeme mit ihren Frequenzbereichen zu nennen, um die gesamte Breite zu zeigen, die dort angewendet wird (s. Tabelle). Die in der Tabelle angegebenen Wellenlängen schließen

Tabelle Funksysteme an Bord von Verkehrsflugzeugen (Systeme, Frequenzen, Wellenlängen, Frequenzvariation)

Systembezeichnung	Frequenzen	Wellenlängen (in m)	Frequenzvariation (Δ)
Navigationssystem OMEGA	10,2; 11,33; 13,60 kHz	29412; 26478; 22059	1,33
Navigationssystem CONSOL	190...375 kHz	1579...800	1,97
Radiokompaß (ADF)	190...1800 kHz	1579...166,67	9,47
Kurzwellen-Kommunikation	2,8...22 MHz	107...13,64	7,85
Marker	75 MHz	4,0	
VOR	108...118 MHz	2,78...2,54	1,09
Instrumenten-Lande-System	108...112 MHz (Kursweg)	2,78...2,86	1,04
	328...335 MHz (Gleitweg)	0,915...0,896	1,02
Entfernungsmeßsystem (DME)	962...1213 MHz	0,312...0,247	1,26
SSR-Transponder	1030; 1090 MHz	0,291; 0,275	1,05
Satelliten-Navigation und -Kommunikation	1,2 oder 1,5 oder 1,6 GHz	0,25; 0,20; 0,186	
Mikrowellen-Lande-System	5,031...5,091 GHz	0,0596...0,0589	1,01
Funkhöhenmesser	440 oder 1630 oder 4300 MHz	0,682; 0,184; 0,0698	
Bordradar	5,4 oder 9,4 GHz	0,0556; 0,0319	
Doppler-Navigator	8,8 oder 9,8 oder 13,1 GHz	0,0341; 0,0306; 0,0226	

Anmerkung: Die Frequenzvariation ist angegeben, wenn dieselbe Antenne von mehreren verschiedenen Frequenzen benutzt wird. Dabei ist $\Delta = f_o/f_u$.

bei vielen Systemen die idealen Wellenlängen mit $\lambda/2$, $\lambda/4$ u. ä. aus. Hier findet man Lösungen, die großen Aufwand in den Anpassungsschaltungen (mit entsprechend hohen Verlusten!) bedingen, aber doch brauchbar sind. Wie variabel diese Anpassungsmittel sein müssen, zeigt die Forderung, die Kurzwellenanlage im gesamten Bereich von 2,8 bis 22 MHz an derselben und unveränderbaren Antenne zu betreiben.



Vielzahl der Antennen am Flugzeug

Die Tabelle zeigt die unterschiedlichsten im Flugzeug verwendeten Systeme und ein breitgefächertes Frequenzspektrum. Ein Teil der Systeme ist kooperativer Art, d. h., daß Teile des Systems an Bord und andere Teile am Boden installiert sind. Dabei kann sowohl der aktive Teil an Bord und der passive Teil am Boden stehen (beim Peilverfahren mit UKW-Peiler), oder der passive Teil befindet sich an Bord, und der aktive Teil steht am Boden (beim VOR-System). Es gibt aber auch Systeme, bei denen die Aktivitäten zwischen Bord und Boden abwechseln wie beim DME, der Entfernungsmeßausrüstung. Diesen technologischen Bedingungen und Belastungen müssen die Antennenanlagen entsprechen. Es können nicht Antennen von Systemen gemeinsam genutzt werden, von denen auch nur eines aktiv ist, also sendet, während die anderen zur selben Zeit empfangen.

Ein anderer Grund für den Einsatz separater Antennen ist der durch die Flugtechnologie bestimmte gleichzeitige Betrieb vieler Anlagen und die unter diesen Bedingungen einzuhaltenden Werte von Genauigkeit, Zuverlässigkeit und Sicherheit. Ein gemeinsamer Betrieb unterschiedlicher oder auch gleicher Anlagen an einer Antenne schließt die Gefahr der gegenseitigen Beeinflussung ein oder beschränkt die Nutzung mindestens einer Anlage. So werden oft 2 Kurzwellen-Bordstationen auf eine Antenne geschaltet, was für den Empfangsbetrieb problemlos ist. Wird aber eine der beiden Anlagen auf »senden« geschaltet, dann muß die 2. Anlage von der Antenne getrennt werden, und der Empfang ist unterbrochen.

Auch bei passiven Anlagen mit gleichen Betriebscharakteristiken ist die Nutzung einer gemeinsamen Antenne nicht immer möglich. Beim automatischen Radiokompaß wird z. B. eine richtungsabhängige, automatisch ins Empfangsminimum drehende Antenne verwendet. Diese Richtung ist durch die Richtung zum Bodensender bestimmt. Der 2. automatische Ra-

diokompaß wird aber auf einen anderen Bodensender (mit einer anderen Frequenz) abgestimmt, der auch in einer anderen Richtung zum Flugzeug steht. Die Minima liegen in unterschiedlichen Richtungen, was die gemeinsame Nutzung der Antenne logischerweise ausschließt. Eine abwechselnde Nutzung ist ausgeschlossen, da beide Anlagen gleichzeitig zu betreiben sind.

Der entgegengesetzte Fall, daß mehrere Antennen an einer Anlage angeschlossen werden, ist häufig. Dieses Verfahren wendet man immer dann an, wenn unter speziellen Bedingungen eine Antenne durch Teile des Flugkörpers abgeschattet wird und der Empfang dadurch unterbrochen ist. Das Mikrowellen-Lande-System (MLS) verwendet Frequenzen um 5 GHz, deren Energie sich wie Lichtstrahlen völlig geradlinig ausbreitet. Das Flugzeug muß die MLS-Signale sowohl beim Landeanflug (bei dem eine hinten liegende Antenne abgeschattet wäre) empfangen als auch beim Start und beim Durchstarten (bei dem die vorn liegende Antenne keinen Empfang hätte). Die Kombination von 2 Antennen schafft Abhilfe. Das gleiche gilt für das Kollisionswarnsystem TCAS, bei dem Signale sowohl von Flugzeugen über als auch unter dem eigenen Flugzeug empfangen werden müssen und die im GHz-Bereich arbeiten.

Auswahl des Antennenorts

Hierbei sind einige Punkte zu beachten, die die Funktion des jeweiligen Systems unmittelbar betreffen:
- Richtcharakteristik des Antennensystems,
- Richtung zum kooperativen Systempartner,
- Gebiet der geringsten gegenseitigen Beeinflussung,
- Länge der Antennenzuleitung,
- Beeinflussung durch das Bordnetz.

Danach den Ort für die Satellitenantennen auf der Rumpfoberseite zu wählen ist logisch, und daß die Radarantenne im Rumpfbug liegt, läßt sich auch einsehen. Es gibt aber Systeme, deren Antennenort mit großem Aufwand meßtechnisch ermittelt werden muß. Das OMEGA-Navigationssystem arbeitet mit einer Grundfrequenz von 10,2 kHz, deren Signale im µV-Bereich liegen. Das Wechselstrom-Bordnetz hat eine Frequenz von 400 Hz und ist unzureichend stabilisiert. Bei einer nicht seltenen Frequenztoleranz von +2 % werden 408 Hz erreicht, von denen die 25. Harmonische genau mit der Empfangsfrequenz übereinstimmt. Die Störfelder sind jedoch nicht gleichmäßig über das Flugzeug verteilt. Es wird deshalb bei eingeschalteten Großverbrauchern die Oberfläche des Rumpfes mit empfindlichen selektiven Sonden abgetastet sowie die Richtung und Stärke des Störfelds auf

einer Rumpfdarstellung aufgezeichnet. Auf dieser »Skin-Map« wird der Ort der geringsten Beeinflussung als Antennenort ausgewählt, der bei jedem Flugzeugtyp an anderer Stelle liegt (und auch bei Flugzeugen des gleichen Typs etwas tolerieren kann).

Ein weiteres Mittel zur Verbesserung der Antennenleistungen ist die Nachschaltung leistungsfähiger Antennenverstärker bei einigen Systemen. Diese werden unmittelbar hinter der Antenne untergebracht, um das Nutz-/Störspannungs-Verhältnis günstig zu gestalten. Bild 3 zeigt, wie der Aufbauort für den Einfluß der Flugzeugzelle auf die Strahlungscharakteristik selbst bei günstigen Bedingungen bestimmend ist. In diesem Fall wird die Horizontalcharakteristik einer Stabantenne gezeigt, die unter dem Rumpf zwischen den Tragflächen angebracht wurde und die unbeeinflußt eine Kreischarakteristik hätte.

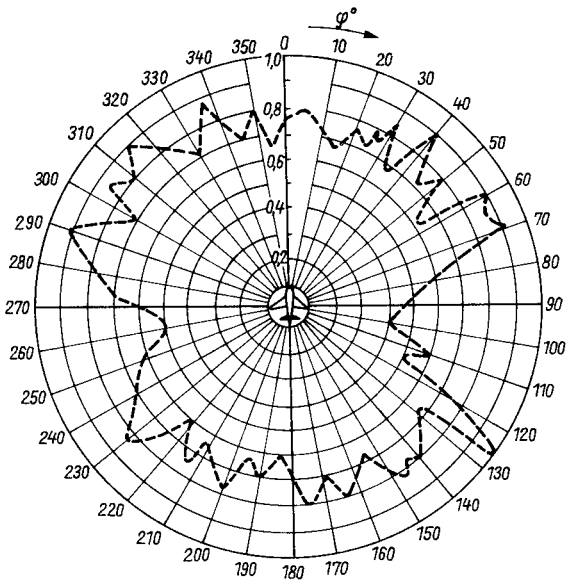


Bild 3 Horizontal-Charakteristik einer Stabantenne am Flugzeug

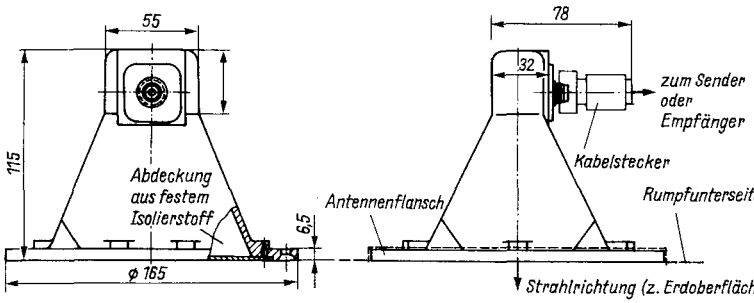


Bild 4 Hornstrahler eines Funkhöhenmessers

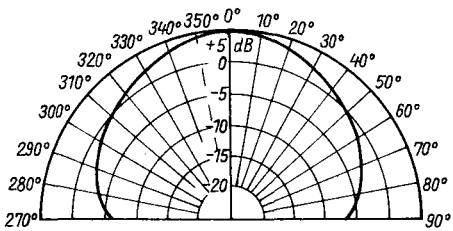


Bild 5
Vertikales Strahlungsdiagramm einer Satelliten-Navigations-Antenne (ungesteuert)

Antennenarten

Für die meisten Systeme sind einfache, den Luftfahrtbedingungen angepaßte Stab- oder Dipolantennen geeignet, die nicht gesondert beschrieben werden sollen. Auch die Antenne des automatischen Radiokompasses ist als Ferritantenne mit entsprechender Richtempfangscharakteristik aus transportablen Funk- und Rundfunkempfängern bekannt. Die in Bild 4 gezeigte Hornantenne eines Funkhöhenmessers bietet auch keine Besonderheiten. Auch die Antennenkombination für die Satelliten-Navigation, deren Vertikalcharakterisitik in Bild 5 gezeigt ist, besteht aus einfachen unveränderlichen Elementen.

Betrachtenswert sind die Antennen für den *Doppler*-Navigator und die Satelliten-Kommunikation. Die *Doppler*-Navigator-Antenne hat gleichzeitig in 4 Richtungen zu strahlen (Bild 6). Es wird eine ebene Mehrfachschlitzantenne eingesetzt, die durch Kreisel so stabilisiert ist, daß die Senkrechte auf die Antennenfläche immer zur Erdoberfläche zeigt, auch wenn sich die Lage des Flugzeugs im Raum beliebig ändert. Durch die Synchronisation mit dem Kompaßsystem bleibt die Antenne auch immer in derselben Richtung. Die moderne elektronische Rechentechnik gestattet den

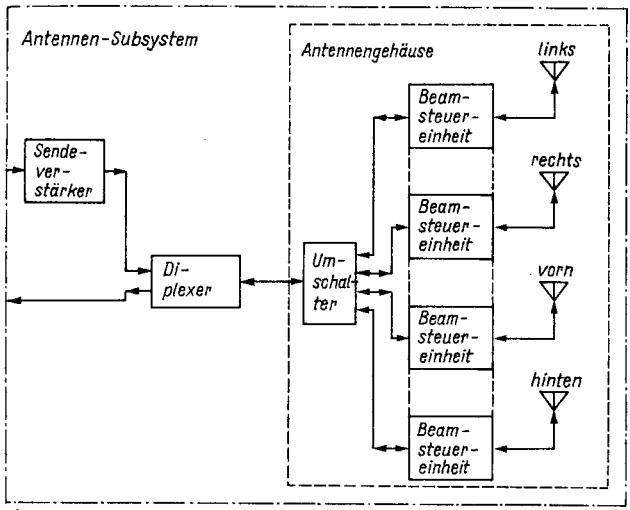
Bild 6
Strahlensystem einer Antenne des Doppler-Navigators

Verzicht auf diese Mechanik. Die Antenne wird starr mit dem Flugzeug verbunden, und die Flugzeugbewegungen werden in die Navigationsrechnungen einbezogen. Die beim *Doppler*-Navigator verwendeten Frequenzen zwischen 8 und 13 GHz begrenzen die geometrischen Abmessungen der Antenne und ermöglichen die Unterbringung im unteren Heckteil der Flugzeuge.

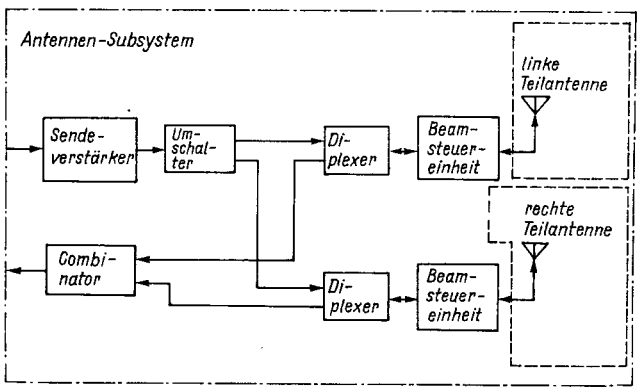
Für die Satelliten-Kommunikation mit Flugzeugen sind Verbindungen mit 2 unterschiedlichen Qualitäten möglich. Der als »Standard-A« bezeichnete Betrieb gestattet die Sprachkommunikation und den Datenaustausch bis zu 1 Mbit/s. Dafür ist eine Antenne mit hohem Gewinn erforderlich, der nur mit scharf bündelnder und nachgeführter Richtantenne erreicht werden kann. Der »Standard-C«-Betrieb läßt nur »low speed«-Datenübertragung bis zu 600 bit/s zu, kommt aber mit einer Antenne geringeren Gewinns aus, mit einer Antenne ohne Nachführung und mit angenäherter Rundstrahlcharakteristik. Da das Flugzeug seine Lage im Raum und damit die Richtung zum Satelliten fortwährend ändert, bringt die nachzuführende Antenne erhebliche Probleme. Es sind dafür mehrere Antennen-Systeme entwickelt worden.

Die Firma *E-Systems Inc.* (USA) hat eine Antenne vorgestellt, die, von einem Radom geschützt, auf dem Flugzeugrumpf montiert ist. Dieses *E-300* genannte Antennensystem ist eine Einzelelementantenne auf einer Plattform von 250 mm Durchmesser. Die erreichbare Bedeckung umfaßt 360° horizontal und +90 bis −30° vertikal. Der Gewinn ist besser als bei elektronisch gesteuerten Antennen. Bei der Antennennachführung werden Winkelgeschwindigkeiten von 20°/s erreicht. Die Erprobung auf einer *Boeing 747-400* ergab eine Erhöhung des Luftwiderstands um 0,5 % und eine Minderung der zulässigen Startmasse um 56,8 kg. Der mechanische Aufwand und damit Wartung und Instandhaltung sind sehr anspruchsvoll.

Elektronisch gesteuerte Antennen verfügen über fächerförmige Strahlungsdiagramme, die durch phasenverschobene Speisung der Antennenelemente in großen Bereichen verändert werden können. Den Lageänderungen des Luftfahrzeugs kann also trägheitslos gefolgt werden, und zwar unterschiedslos in Azimut und Elevation. Es werden 2 Formen angeboten. Die Antenne der Firma *RACAL* (England) hat die Form einer Leitwerksfläche (760 mm lang, 200 mm breit, 380 mm hoch, Masse 15 kg). Für Senden und



a)



b)

Bild 7 Antennen-Subsysteme mit elektronisch gesteuerten Antennen; a – 4er-Gruppe (gemeinsam auf den Rumpf montiert); b – Antennenpaar (beiderseits des Rumpfes mit etwa 45° Neigung montiert)

Empfang wird je eine Antenne verwendet. Sie werden senkrecht auf dem Rumpf montiert. Diese als *Blatt-Antenne* bezeichnete Anordnung ermöglicht durch unterschiedliche Phasenanordnungen die erforderlichen Überlappungen, mit denen eine Halbkugelbedeckung mit dem Strahlungsdiagramm erreicht wird. Die Antenne ergibt 360° horizontale und 90° vertikale Bedeckung. Die Antenne hat für 85 % der Bedeckung einen Gewinn von 12 dB und für 95 % der Bedeckung *mindestens* 9 dB Gewinn.

Die Firma *Boulder* (USA) hat eine ebenfalls phasengesteuerte Antenne entwickelt, die aus 2 Teilantennen besteht. Beide Teilantennen werden mit etwa 45° Neigung beiderseits des Rumpfes mit der Oberfläche der Zelle fast abschließend montiert. Jede Teilantenne kann um 60° in jede Richtung (bezogen auf die Senkrechte zur Antennenfläche) ihr Strahlungsdiagramm schwenken, wodurch bei Nutzung beider Teilantennen eine 85%ige Bedekkung des oberen Raumes mit einem Gewinn von 12 dB gesichert wird. Der Gewinn in den anderen Richtungen, besonders in Richtung Bug und Heck des Flugzeugs, ist geringer, reicht aber für den A-Betrieb aus. Die Antennenteile haben eine Länge von 812 mm, eine Breite von 406 mm und eine Dicke von 6,3 mm. Die Antennen werden mit 16 Koaxkabeln an die Phasenschieber angeschlossen. Diese Phasenschieber sind mit einem Computer verbunden, der aus den Navigationsanlagen des Flugzeugs (INS, OMEGA o. a.) die relative Satellitenposition errechnet und die Antennenstrahlrichtung steuert.

Die Nutzung mehrerer Antennen mit hohem Gewinn für die Satellitenkommunikation macht die Güte der Verbindung von der Lage des Flugzeugs im Raum weitgehend unabhängig, setzt aber auch eine entspre-

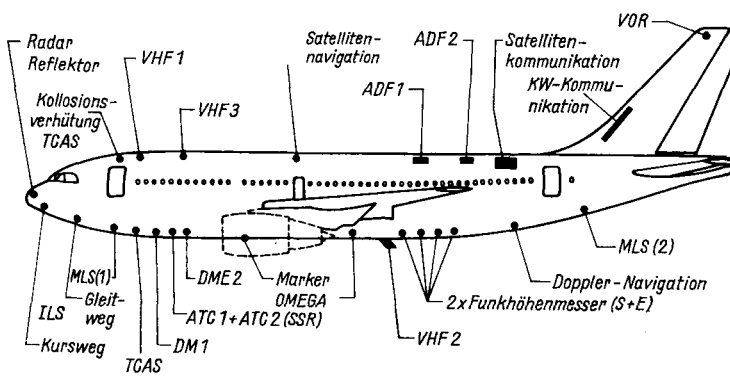


Bild 8 Beispiel eines voll mit Funkanlagen ausgerüsteten Flugzeugs (für Langstrecken- und Transatlantikflüge geeignet)

chende Zusammenschaltung voraus. Die Firma *TOYO* (Japan) gibt eine Antennengruppe von 4 solchen Antennen an, die in einem gemeinsamen Gehäuse auf dem Rumpf stromlinienförmig montiert sind. Jede dieser Antennen wird durch eine elektronische Steuerungseinheit gesteuert. Durch eine weitere elektronische Baugruppe wird die für die Verbindung günstigste Antenne ausgewählt. Unmittelbar danach folgt ein rauscharmer Verstärker. Im integrierten Diplexer werden Sende- und Empfangsrichtung getrennt, wobei der Senderichtung noch ein Hochleistungsverstärker vorgeschaltet ist (Bild 7a). In Bild 7b ist die Schaltung derselben Firma für ein paar Seitenantennen gezeigt. Das vorgestellte Antennensortiment für die Satellitenkommunikation kann fast alle Wünsche erfüllen.

Bereits in diesem kurzen Beitrag ist die Vielfalt der Probleme der Antennen am Flugzeug zu erkennen. Die Entwicklung wird sich in absehbarer Zeit auf die Vervollkommnung der Systeme richten, denn neue Systeme sind nicht in Sicht. Wie bereits jetzt ein komplett ausgerüstetes Flugzeug mit Antennen »gespickt« ist, kann man in Bild 8 sehen. Das Bild ist für ein Langstreckenflugzeug nicht übertrieben. Dabei sind Antennen von nur gebietsweise verwendbaren Systemen (wie DECCA und LORAN-C) noch nicht eingezeichnet. Dieser Aufwand kostet viel Geld bei Anschaffung und Instandhaltung, ist aber für einen sicheren und ökonomischen Flugbetrieb mit Verkehrsflugzeugen unbedingt erforderlich.

6 Verarbeitung, Speicherung und Übertragung digitaler Tonsignale

Dipl.-Ing. Heinz Bergmann

Ausgehend von der kommerziellen Nachrichtentechnik (Übertragung von Fernsprechsignalen über PCM) hat die Übertragung und Verarbeitung von Tonsignalen in digitaler Form eine breite Anwendung gefunden, die auch ihre Speicherung auf plattenförmigen und bandförmigen Speichern einschließt. Neue Entwicklungsergebnisse und die durch die Mikroelektronik gegebenen Möglichkeiten machen digitale Tonsignale auch für andere Zwecke attraktiv, wozu neben übertragungstechnischen Zielstellungen und der digitalen Tonspeichertechnik auch der digitale Hörrundfunk über Satelliten und die digitale Tonspeicherung in Videorecordern sowie die digitale Tonübertragung im Satellitenfernsehen (MAC-Verfahren) gehören. Dabei sind der Digitalisierbarkeit von Geräten zur Zeit noch gewisse Grenzen gesetzt, da die elektroakustische und akustoelektrische Signalumsetzung durch die zur Verfügung stehenden Wandler wie Mikrofone und Lautsprecher auf Grund ihres unmittelbaren Zusammenwirkens mit den menschlichen Sprech- und Hörorganen analog geschieht.

Die Vorteile einer Verarbeitung, Speicherung und Übertragung digitaler Tonsignale sind eine Verbesserung des Rauschabstands und des Dynamik-

Tabelle 1 Parameter digitaler Tonsysteme

	PCM-Prozessor	Video 8	R-DAT (Standard)	CD	Satelliten-Hörrundfunk A	B
Funktion	Aufnahme/ Wiedergabe	Aufnahme/ Wiedergabe	Aufnahme/ Wiedergabe	Wieder-gabe	Rundfunk	
Kanalanzahl	2	2	2	2	4	2
Abtastfrequenz (in kHz)	44,056	31,5	48	44,1	32	48
Quantisierung (in bit)	14/16	8 nichtlinear	16	16	14/10	16
obere NF-Frequenz (in kHz)	20	15	22	20	15	20
System-Dynamik-bereich (in dB)	84/96	90	96	96	84	96
Klirrfaktor (in %)	0,01–0,005	unter 1	0,005	unter 0,03	—	—
Gleichlauffehler (in %)	nicht meßbar					
Magnetbandbreite (in mm)	12,6	8	3,81	—	—	—
Spurbreite (in µm)	29/19/58	20,5	13,581	0,5	—	—
Kassettenabmes-sungen (in mm)	188 × 104 × 25 (VHS)	95 × 62 × 15	73 × 54 × 10,5	—	—	—
Übertragungs-geschwindigkeit (in Mbit/s)	2,643	5,79	2,46	2,05		
Bandgeschwindigkeit (in mm/s)	33,35 (VHS)	14,345	8,15	—	—	—
Subkodekapazität (in kbit/s)			273,1	58,4		
Modulationssystem	NRZ	Bi-Phase	8–10 mod.	EFM (8–10)		
Aufzeichnungsdauer	max. 8 h	4 h		2 h 74'42"		

umfangs, eine starke Verringerung von Verzerrungen und von Gleichlauffehlern und des Übersprechens, eine wesentlich erhöhte Kopierbarkeit, Regenerierbarkeit und verbesserte Bandlöschung, eine Erhöhung der Tonsignalbandbreite und Störfestigkeit sowie größere und neue Möglichkeiten zur Verarbeitung und Beeinflussung von Tonsignalen. Nicht zu verschweigen sind auch Nachteile einer Digitalisierung, zu denen die größere Über-

tragungs- oder Speicherbandbreite, die hohen Anforderungen an die Schaltungstechnik (A/D- und D/A-Wandler) und ein zusätzlicher Kodieraufwand zur Vermeidung von Beeinträchtigungen durch bit-Fehler gehören.

Digitalisierung von Tonsignalen

In den bisher von der Digitalisierung von Tonsignalen betroffenen Gebieten herrscht leider keine einheitliche Festlegung von Digitalisierungsparametern, so daß mit unterschiedlichen Abtastfrequenzen, Quantisierungen und Kodes (Tabelle 1) gearbeitet wird. Bisher wird eine Tonsignaldigitalisierung für eine digitale Übertragung und/oder Speicherung auf folgenden Gebieten angewendet:

- Tonsignalverarbeitung
  Verstärker, Filter, Effektgeräte, Mischpulte
- Tonsignalspeicherung
  Compact Disk (CD), Speicherung auf Videorecordern, Digital Audio Tape (DAT), Video 8
- Tonsignalübertragung
  Fernsprechtechnik, Satellitenübertragung, Raumfahrt u. a.

Bei der Digitalisierung von Tonsignalen verwendet man die Pulskodemodulation mit den Schritten Abtastung des analogen Tonsignals zu festgelegten Zeitpunkten, Quantisierung der erhaltenen Abtastwerte durch Zuordnung erlaubter, diskreter Amplitudenstufen und Kodierung der diskreten Amplitudenstufen durch Zuweisung von Digitalwerten entsprechend einem geeigneten Kode. In der professionellen Studiotechnik arbeitet man vorzugsweise mit einer Abtastfrequenz von 48 kHz und einer Quantisierung von 16 bit. Diese Parameter werden auch von R-DAT (Standardversion) und beim Satelliten-Hörrundfunk (B) benutzt. Anders dagegen liegen die Verhältnisse beim PCM-Prozessor, der eine digitale Aufnahme von Tonsignalen auf einem Videorecorder ermöglicht. Die Abtastfrequenz beträgt in diesem Fall 44,056 kHz, die Quantisierung 14 bzw. 16 bit. Tabelle 1 vermittelt hierzu einen Überblick.

Digitale Tonsignalverarbeitung

Nach der Digitalisierung des analogen Tonsignals im Analog/Digital-Wandler liegt ein digitaler Datenstrom vor, der durch die verschiedenen Werte für Abtastfrequenz und Quantisierung bzw. Kodierung ebenfalls unterschiedliche Werte annimmt. Zur digitalen Signalverarbeitung wird der digitale Datenstrom im Takt der Abtastfrequenz einem Signalprozessor zu-

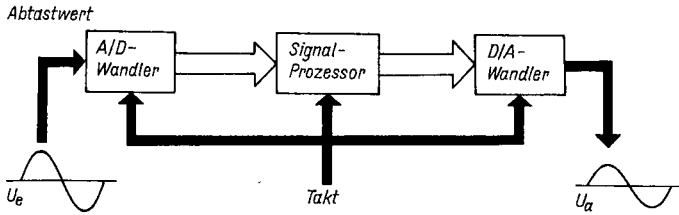


Bild 1 Digitaler Signalprozessor

geführt, der im Prinzip ein Rechner ist, dessen Rechenablauf jedoch der Schaltungsaufbau (Hardware) bestimmt (Bild 1).

Die zur Verfügung stehenden Rechenschaltungen werden so zusammengeschaltet, daß sich der gewünschte Rechenablauf als Addierer, Subtrahierer, Schieberegister, Speicher u. a. ergibt. Soll z. B. eine Verstärkung oder Dämpfung eines digitalen Tonsignals vorgenommen werden, so wird in diesem Fall anstelle eines Potentiometers der analogen Schaltungstechnik ein Multiplizierer benutzt (Bild 2), der jeden Abtastwert mit einem Faktor multipliziert und auf diese Weise das digitale Tonsignal um den Multiplikationsfaktor vergrößert oder verkleinert. Zur Realisierung einer digitalen Filterwirkung wird zum Abtastwert des augenblicklichen Signals ein Teil des vorherigen Signals, beeinflußt von einem Koeffizienten, addiert (Bild 3). Eine Mischung wird durch die Addition von Abtastwerten, eine Begrenzung durch die Multiplikation mit einer Regelkonstanten erzielt.

Die digitale Tonsignalverarbeitung im Digitalfernsehempfänger *(Digit 2000)* beginnt mit der A/D-Wandlung nach der Ton-ZF-Demodulation. Danach schließt sich ein digitales Filter an. Die Abtastwerte werden über ein digitales Filter und eine Dematrix in L- und R-Signal sowie das Kennungssignal getrennt. Lautstärke, Balance, Klang usw. werden über Multiplizierer

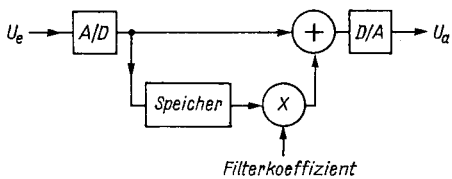


Bild 2
Digitale Verstärkung

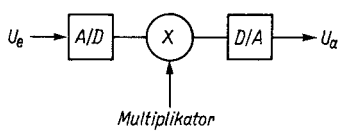


Bild 3
Digitales Filter

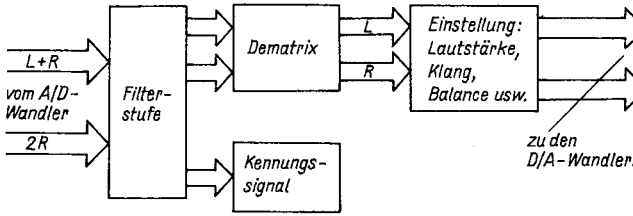


Bild 4 Digitale Tonsignalverarbeitung im Fernsehempfänger

und digitale Filter eingestellt. Das digitale Ausgangssignal wird nach Durchlaufen des D/A-Wandlers in analoger Form den Tonendstufen zugeführt (Bild 4).

Speicherung digitaler Tonsignale

Zur Speicherung digitaler Tonsignale eignen sich herkömmliche Tonspeichergeräte nicht, da sie nicht in der Lage sind, das durch die Digitalisierung erweiterte Frequenzband aufzunehmen. Um Videorecorder als relativ breitbandige Speichergeräte auch zur digitalen Tonspeicherung zu verwenden, wurden spezielle PCM-Adapter entwickelt, die vor die Videorecorder einzufügen sind. Ein derartiger PCM-Adapter bereitet das Tonsignal digital so auf, daß es von einem Videorecorder aufgenommen werden kann. Die Abtastung geschieht mit einer Frequenz von 44,056 kHz. Die Quantisierung wird mit 14 bit linear vorgenommen. Zusammen mit derartigen PCM-Adaptern wurden Betamax- und VHS-Videorecorder eingesetzt. Durch das Aufkommen der CD-Platte und neuerdings der DAT-Recorder ist der PCM-Adapter in seiner Bedeutung rückläufig.

Beim Digitalmagnettonband DAT werden verschiedene Abtastfrequenzen und Quantisierungen (Tabelle 2) benutzt, um eigene Aufnahmen zu ermöglichen, bespielte DAT-Kassetten ohne Überspielmöglichkeit wiedergeben zu können und auch Aufnahmen vom Satelliten-Hörrundfunk zu gestatten. Die Digitalisierungsverhältnisse sind für R-DAT (Rotary-Head DAT – DAT mit rotierendem Tonkopf, Bild 5) und für S-DAT (Stationary-Head DAT – DAT mit feststehendem Mehrspurtonkopf) gleich.

Neben den nur für die digitale Tonspeicherung verwendeten Systemen (PCM-Adapter-Videorecorder, Compact Disk, Digital Audio Tape) wird die Digitalisierung auch bei der Speicherung des Fernsehbegleittons in Kamerarecordern eingesetzt. In diesem Fall ist das Kamerarecordersystem *Video 8* zu nennen, das sich neben der geringen Magnetbandbreite von 8 mm auch durch die Möglichkeit einer digitalen Tonspeicherung auszeichnet,

Tabelle 2 Abtastfrequenzen und Quantisierung bei R-DAT

	Abtastfrequenz (in kHz)	Quantisierung (in bit)	Nettodatenrate 2 Kanäle (in Mbit/s)
Aufnahme eigener Programme	48	16	1,536
Wiedergabe bereits bespielter Kassetten	44,1	16; 12	1,411; 1,058
Aufnahme von Programmen des Satelliten-Hörrundfunks	32	16; 12	1,024; 0,768

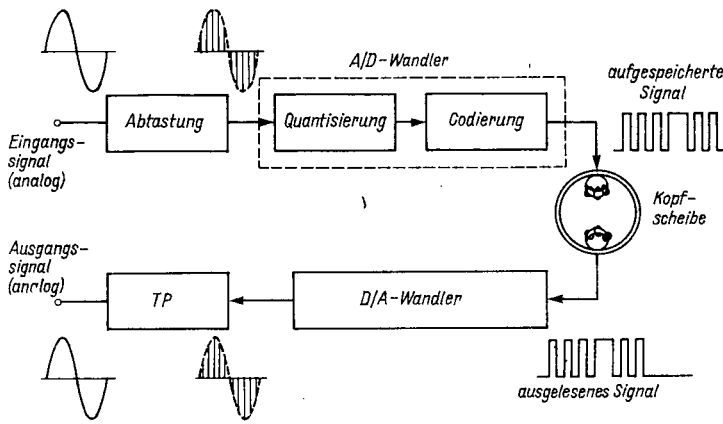


Bild 5 Speicherprinzip bei R-DAT

die am Anfang jeder Videoschrägspur auf einem schmalen Stück des Videobands von 1,24 mm Breite (Bild 6) geschieht. Es wird eine Abtastfrequenz von 31,24 kHz zusammen mit einer Quantisierung von nur 8 bit angewendet, so daß die Datenrate für ein Stereosignal 500 kbit/s beträgt. Durch die 8-bit-Quantisierung liegt die Wiedergabequalität unter der der CD-Platte und des DAT-Bands.

Eine Video-8-Kassette kann in einem speziellen Videorecorder auch nur zur alleinigen digitalen Tonspeicherung verwendet werden, wobei der der Videospur vorbehaltene Speicherplatz nunmehr gänzlich für das Tonsignal zur Verfügung steht. Die Spielzeit erhöht sich dadurch auf 18 h. Im Video-8-Kamerarecorder übernehmen die rotierenden Videoköpfe auch die Auf-

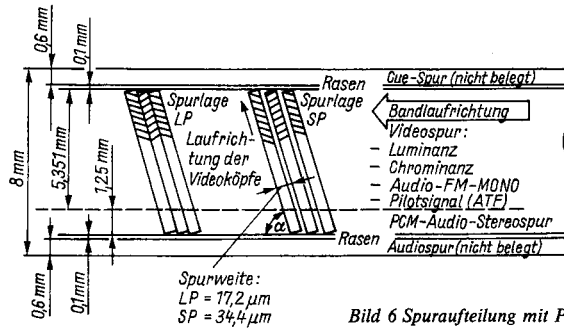


Bild 6 Spuraufteilung mit PCM-Ton bei Video 8

zeichnung der digitalen Tonsignale. Dazu muß jeder der beiden Videoköpfe schon etwa 31° vor dem Kontaktpunkt zum üblichen 180°-Umschlingungswinkeleinsatz für die Videoaufzeichnung aktiv werden. Das bedeutet eine Verlängerung der kombinierten Video/Audio-Schrägspur (Bild 6).

Übertragung digitaler Tonsignale

Die Übertragung digitaler Tonsignale in Fernsprechqualität (3,4 kHz) über PCM 30 wird mit einer Abtastfrequenz von 8 kHz und einer Kodierung von 8 bit nichtlinear vorgenommen, so daß sich ein Datenstrom von 64 kbit/s ergibt. Für hochwertigere Übertragungen benutzt man eine Abtastfrequenz von 32 kHz (bzw. 48 kHz) bei einer Kodierung von 14 bzw. 16 Hz. Der konzipierte Satelliten-Hörrundfunk benutzt eine Abtastfrequenz von 32 kHz für das Tonsignal bei einer Quantisierung von 14 bit. Die Nettodatenrate für ein Stereosignal beträgt damit 0,896 Mbit/s. Da in einem Satellitenkanal bis zu 16 unterschiedliche Stereoprogramme übertragbar sowie noch Fehlerschutz (BCH-Kode) und Zusatzinformationen zu berücksichtigen sind, ergibt sich eine Übertragungs-bit-Rate von 20,48 Mbit/s. Für die Übertragung auf dem Satellitenabschnitt bringt man die 16 in paralleler Form vorliegenden Stereoprogramme in ein serielles Rahmenformat, wozu ein Zeitrahmen von 31,25 µs Dauer gebildet wird, innerhalb dem in orthogonaler Anordnung (Kanäle A und B) je 8 Stereoprogramme, Synchronisations-, Sonderdienst-bit sowie Zusatz-bit untergebracht werden.

Die für neue Übertragungswege zur Verteilung von Fernsehprogrammen (Kabel- und Satellitenfernsehen) benutzten Zeitmultiplex-Übertragungsverfahren (MAC-Familie – Multiplexed Analogue Components) arbeiten mit analoger Video- und digitaler Fernsehbegleittonübertragung. Die Digitali-

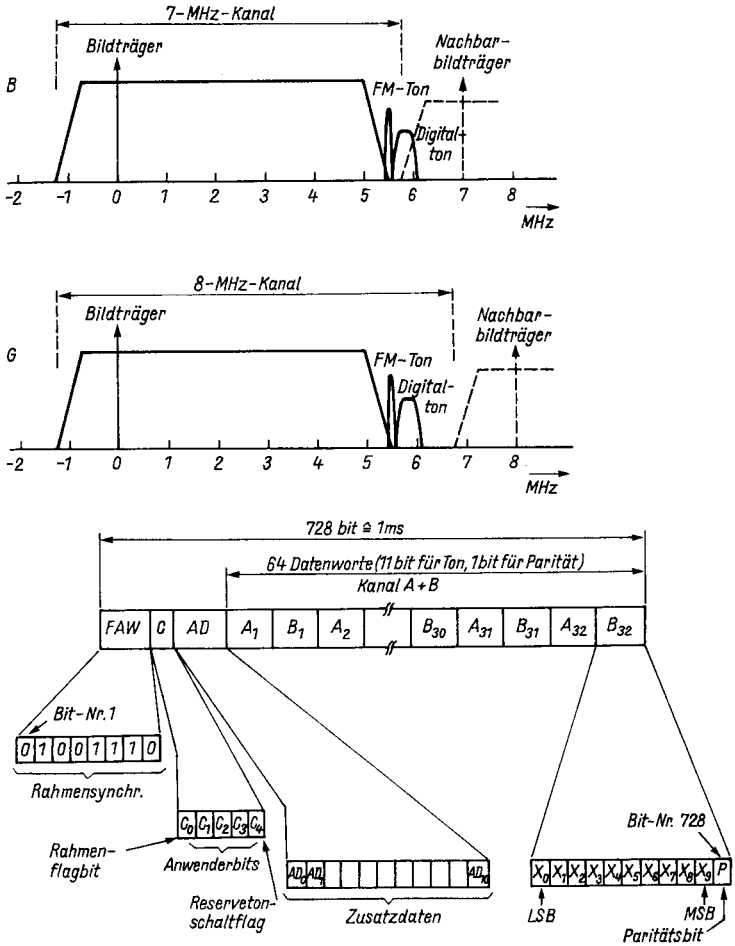


Bild 7 NICAM-Verfahren

sierung des Fernsehbegleittonsignals geschieht mit einer Abtastfrequenz von 32 kHz (16 kHz für mittlere Tonqualität) und einer Quantisierung von 14 bit linear (10 bit in einer kompandierten Betriebsart). Die Nettodatenrate ergibt sich somit für ein Stereosignal zu 896 kbit/s. Die Tonübertragungskapazität des D2-MAC-Verfahrens beträgt 1,539 Mbit/s, wobei die Übertragung im sogenannten Burst-Betrieb zusammen mit Datensignalen

mit einer Rate von 10,125 Mbit/s vorgenommen wird. Die Übertragungskapazität reicht damit zur Übertragung von 2 Stereoprogrammen oder bis zu 8 weniger hochwertigen Kommentarkanälen aus.

Die digitale Tonübertragung beim Satellitenfernsehen nach dem MAC-Übertragungsverfahren hat zu Gedanken für eine derartige Übertragungsmöglichkeit auch beim terrestrischen Fernsehen Anlaß gegeben. Hierzu zählt das *NICAM-728*-Verfahren (Bild 7), bei dem zusätzlich zum üblichen Fernsehbegleitton in analoger Frequenzmodulation 2 digitale Tonkanäle (2sprachig oder stereofon) übertragen werden, wozu ein zusätzlicher Hilfsträger benutzt wird. Der zusätzliche Hilfsträger liegt 5,85 MHz oberhalb des Bildträgers und ist um 20 dB gegenüber dem Bildträger abgesenkt. Zur Modulation des Hilfsträgers wird die differentiell kodierte Quadraturphasenumtastung (DQPSK) verwendet, bei der 4 mögliche jeweils um 90° gegeneinander verschobene Phasenlagen des Trägers den Digitalsignalen 00, 10, 11 und 01 zugeordnet werden. Die Signale in den beiden Tonkanälen werden mit einer Frequenz von 32 kHz abgetastet und mit 14 bit kodiert. Eine Kompandierung nimmt eine Reduzierung auf 10 bit vor, eine Paritätsprüfung erhöht das Datenwort auf 11 bit. Zusammen mit einem Fehlerschutz und einer Rahmenbildung ergibt sich ein Datenstrom von 728 kbit/s, von dem die Toninformation 704 kbit/s einnimmt. Zusatzsignale lassen sich ebenfalls noch unterbringen (11 kbit/s). Im 728 bit (≙ 1 ms) breiten Rahmen bewirken die ersten 8 bit die Rahmensynchronisation. Die folgenden 720 bit entsprechen im Signalaufbau der MAC-Konzeption. Damit wird ein Zusammenwirken mit der Satellitenübertragung angestrebt.

Datenreduktion

Die bei der Digitalisierung von Tonsignalen anfallenden relativ großen Datenraten (Tabelle 3) stellen hohe Anforderungen an die Komponenten der Signalverarbeitung, -übertragung und -speicherung. Ziel der weiteren Entwicklung auf diesem Gebiet ist es deshalb, diese Datenrate durch eine datenreduzierende Quellenkodierung zu verringern, damit auch Nachrichtenkanäle geringerer Übertragungskapazität und Speicher mit kleiner Kapazität genutzt bzw. speziell erforderlicher Aufwand gesenkt werden können. Das Ausgangssignal der Quellenkodierung weist eine geringere bit-Anzahl als davor auf und wird dann im Parallel-Serien-Wandler in einen seriellen Datenstrom umgewandelt. Die Kanalkodierung trägt mit einem speziellen Kode Redundanz zur Fehlererkennung und -korrektur hinzu, ehe das Digitalsignal durch ein geeignetes Verfahren moduliert übertragen oder gespeichert wird.

Verfahren zur Quellenkodierung sind die Deltamodulation, die differen-

Tabelle 3 Quellenkodierungen für Tonsignale

Speicher-/Übertragungsverfahren	Abtastfrequenz (in kHz)	bit/Abtastwert	Stereo-Datenrate (in Mbit/s)	Datenraten (in Mbit/s) nach Kanalkodierung	Spielzeit auf der CD-Platte als Referenz (min)
Compact Disk (CD)	44,1	16	1,411	4,32	60
R-DAT (Digital Audio Tape)	48	16	1,536	2,45	55
Satelliten-Rundfunk	32	14	0,896		94
Fernsehbegleitton beim Satellitenfernsehen	32	14	0,896	1,64*	94
PCM-Adapter	44,056	14	1,234		
PCM-Ton auf Video 8	31,25	8	0,5		170
DASH	48; 44,1; 32	16	max. 1,536		
Kabelrundfunkvorschlag (USA)	32	8	0,512		
NICAM	32	10	0,728		
MASCAM	48	16	0,130		
MSC	44,1 32	4 4	0,353 0,256		240 330

* mit Synchron- und Zusatzsignalen

tielle PCM (DPCM) und die adaptive DPCM, bei denen jedoch ein hörbarer Qualitätsverlust eintritt. Das menschliche Ohr nimmt bei der Auswertung von Schallwellen eine Art von Kurzzeitspektralanalyse und darauf folgend eine spezielle Filterung im Spektralbereich vor. Man kann annehmen, daß alle Wahrnehmungseffekte aus der Auswertung in dieser Form ableitbar sind, so daß sich diese Verfahrensweise technisch nachzuahmen lohnt.

Die mehrfach adaptive spektrale Audiokodierung (MSC) ist eine datenreduzierende Quellenkodierung, die auf diesen Ergebnissen aufbaut. Bei der MSC wird ein mit 44,1 oder mit 32 kHz abgetastetes Tonsignal mit 4 bit je Abtastwert kodiert, womit sich eine Datenrate von 353 bzw. 256 kbit/s ergibt. Bei der MSC-Quellenkodierung werden die Abtastwerte nach der 16-bit-A/D-Wandlung zu Blöcken angeordnet und einer *Fourier*-Transfor-

mation unterworfen. Man erhält für jeden Block einen Satz von 1024 Spektralkoeffizienten, deren Betrags- und Phasenwerte mehrfach adaptiert kodiert werden. Dabei werden wesentliche Koeffizienten mit bis zu 14 bit und weniger wichtige mit bis zu nur 1 bit weiterbehandelt. Im Spektralbereich findet somit eine in Grob- und Feinquantisierung aufgeteilte Quantisierung unter Berücksichtigung grundlegender psychoakustischer Effekte – wie Gruppenbildung und Verdeckung – statt. Die sich ergebende Übertragungsqualität wird als sehr gut eingeschätzt.

Beim MASCAM-Verfahren *(Masking pattern adapted subband coding and multiplexing)* wird die Tatsache ausgenutzt, daß das menschliche Gehör nur ein begrenztes spektrales und zeitliches Auflösungsvermögen hat, so daß man zu geringen Datenraten gelangen kann, die in Abhängigkeit vom Tonsignal zeitlich schwanken. Zur Zeit liegen die Datenraten bei 80 bis 130 kbit/s für einen Monokanal. Das Tonsignal wird nach der Digitalisirung mit 48 kHz und 16 bit mit speziellen Filtern (Quadratur-Mirror-Filter) in 24 Teilbänder unterteilt, die im tiefen Frequenzbereich eine Breite von 125 Hz und bei hohen Frequenzen von 2 kHz aufweisen. Danach wird für einen Block aufeinanderfolgender Abtastwerte ein sogenannter Skalenfaktor gebildet, der ein Maß für den maximalen Pegel in jedem Teilband ist. Skalenfaktoren und Abtastwerte werden einer Datenreduzierung (Transkodierung) unterworfen, die mit dynamischer bit-Zuweisung arbeitet. Empfangsseitig laufen reziproke Vorgänge ab. Die Übertragung von Zusatzdaten ist auch möglich.

Die Datenreduktion bei der Digitalisierung von Tonsignalen verfolgt auch das zukünftige Ziel, relativ schmalbandige Kanäle (wie z. B. den UKW-Hörrundfunk) für Übertragung digitaler Signale benutzen zu können.

Literatur

[1] G. Hohmuth, Analoge und digitale Tonspeicherung. radio-fernsehen-elektronik, Berlin 36 (1987) 7, Seite 453 bis 458.

[2] Digitale Tonspeicherung mit R-DAT. radio-fernsehen-elektronik, Berlin 36 (1987) 7, Seite 458.

[3] H. Völz, Digitale Tonaufzeichnung mit S-DAT. radio-fernsehen-elektronik, Berlin 36 (1987) 7, Seite 459 bis 461.

[4] Neuartiges Codierungsverfahren für digitale Tonspeicherung. Funktechnik, Heidelberg 41 (1986) 5, Seite 189 bis 191.

[5] G. Pichlopp, Kommerzielles digitales Mischpult. Fernseh- und Kinotechnik, Heidelberg 37 (1983) 3, Seite 109 bis 112.

[6] A. J. Bower, Digital two-channel sound for terrestrial television. IEEE trans. on Cons. Electronics CE-33, New York (1987) 3, Seite 286 bis 296.

[7] G. Stoll/S. Theile, MASCAM: Minimale Datenrate durch Berücksichtigung der Gehöreigenschaften bei der Codierung hochwertiger Tonsignale. Fernseh- und Kinotechnik, Heidelberg 42 (1988) 11, Seite 551 bis 556, 558.

7 Audiovisuelle Steckverbindungen

Steckverbindungen haben in der modernen Elektronik eine große Bedeutung erlangt, gelingt es doch erst durch sie, Einzelkomponenten in effektiver Weise zu einem Gesamtsystem zu verbinden oder zu erweitern bzw. auch bei Reparatur oder Modifikationen aus dem Gesamtsystem wieder lösbar zu trennen. Relativ neu auf dem Gebiete der Steckverbinder sind audiovisuelle Steckverbindungen, um z. B. Videorecorder und Farbfernseher miteinander zu verbinden. Videorecorder werden oftmals an den Antenneneingang des Farbfernsehempfängers angeschlossen. Um eine bereitstellbare Auflösung auch nach Möglichkeit voll ausnutzen zu können, vermeidet man neuerdings den Weg über die hochfrequenzmäßige Übertragung zwischen Videorecorder und Farbfernsehempfänger und arbeitet im Bereich der RGB-Signale. Für diese Zwecke stehen unterschiedliche Steckverbindungen zur Verfügung, die kurz vorgestellt werden sollen. Dabei ist zu beachten, daß auf diesem Gebiet weder die nationalen noch die internationalen Normierungen abgeschlossen sind, also weitere Änderungen und Neuerungen erwartet werden können.

Die AV-Steckverbindung nach *TGL 28200/05* und *TGL 28200/13* (*DIN 45322* bzw. *IEC Typ 130-9* – 6/240° –) ist eine 6polige (zuzüglich Masse) Steckverbindung und gestattet die Übertragung von zwei Tonkanälen (links, rechts), einem Videosignal, einer Schalt- und einer Versorgungsspannung.

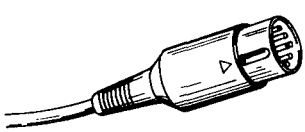


Bild 1
6poliger AV-Stecker

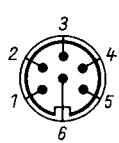


Bild 2
Verdrahtungsseite des Steckers

Tabelle 1 Anschlußwerte am Videorecorder

Anschlußstelle	Belegung der Kontakte des Steckverbinders, nach TGL 28200/05					
	1	2	3	4	5	6
	Anschlußwerte					
Videorecorder im Wiedergabebetrieb	Schaltspannungsausgang Gleichspannung: +12 V ±0,6 V über die in Reihe geschaltete Diode	Videosignalausgang – Ausgangsscheinwiderstand: 75 Ω – Ausgangssignal: vollständiges (F)BAS-Signal positiver Polarität – Ausgangsspannung am Belastungswiderstand 75 Ω Spitze-Spitze-Wert des BAS-Signals 1 V ± 3 dB Spitze-Spitze-Wert des Farbträgers: SECAM 0,160 V – 6 dB PAL 0,3 V – 6 dB – überlagerte Gleichspannung am Bela-	Abschirmung, allgemeiner Rückleiter	Tonsignalausgang – Ausgangsscheinwiderstand: ≦ 1 kΩ im Bereich 20 Hz bis 15 kHz – Ausgangssignal: Signal der 1. Tonspur – Ausgangsspannung am Belastungswiderstand 10 kΩ: 0,1 V ≦ U_{eff} ≦ 2 V	Versorgungsspannungseingang Gleichspannung: +12 V ±0,6 V über die in Reihe geschaltete Diode	zusätzlicher Tonsignalausgang – Ausgangsscheinwiderstand: ≦ 1 kΩ im Bereich 20 Hz bis 15 kHz – Ausgangssignal: Signal der 2. Tonspur – Ausgangsspannung am Belastungswiderstand 10 kΩ: 0,1 V ≦ U_{eff} ≦ 2 V

		stungswiderstand 75 Ω $-2\,V \leqq U \leqq +2\,V$				
Videorecorder im Aufzeichnungsbetrieb	Schaltspannungsausgang Gleichspannung: 0 V über die in Reihe geschaltete Diode	Videosignaleingang – Eingangsscheinwiderstand 75 Ω – Eingangssignal: vollständiges (F)BAS-Signal positiver Polarität – Eingangsspannung: Spitze-Spitze-Wert des BAS-Signals 1 V ± 3 dB Spitze-Spitze-Wert des Farbträgers: PAL 0,3 V – 20 dB SECAM 0,160 V – 20 dB – überlagerte Gleichspannung $-2\,V \leqq U \leqq +2\,V$	Abschirmung, allgemeiner Rückleiter	Tonsignaleingang – Eingangsscheinwiderstand: = 10 kΩ im Bereich 20 Hz bis 15 kHz – Eingangssignal: Signal für Tonspur – Eingangsspannung: $0{,}1\,V \leqq U_{eff} \leqq 2\,V$	Versorgungsspannungsausgang Gleichspannung: +12 V ±0,6 V über die in Reihe geschaltete Diode	zusätzlicher Tonsignaleingang – Eingangsscheinwiderstand: = 10 kΩ im Bereich 20 Hz bis 15 kHz – Eingangssignal: Signal für 2. Tonspur – Eingangsspannung: $0{,}1\,V \leqq U_{eff} \leqq 2\,V$
Verbindungskabel	ungeschirmter Leiter	Koaxialkabel mit einem Wellenwiderstand von 75 Ω	Abschirmung	abgeschirmter Leiter	ungeschirmter Leiter	abgeschirmter Leiter

Tabelle 2 Anschlußwerte am Fernsehrundfunkempfänger

Anschlußstelle	Belegung der Kontakte des Steckverbinders, nach TGL 28200/05					
	1	2	3	4	5	6
	Anschlußwerte					
Fernsehrundfunkempfänger als Monitor (Videorecorder im Wiedergabebetrieb)	Schaltspannungseingang Gleichspannung: +12 V	Videosignaleingang – Eingangsscheinwiderstand: 75 Ω – Eingangssignal: vollständiges (F)BAS-Signal positiver Polarität – Eingangsspannung: Spitze-Spitze-Wert des BAS-Signals 1 V ± 3 dB Spitze-Spitze-Wert des Farbträgers: PAL 0,3 V – 6 dB SECAM 0,160 V – 6 dB – überlagerte Gleichspannung $-2\,V \leqq U \leqq +2\,V$	Abschirmung, allgemeiner Rückleiter	Tonsignaleingang – Eingangsscheinwiderstand: = 10 kΩ im Bereich 20 Hz bis 15 kHz – Eingangssignal: Signal der 1. Tonspur – Eingangsspannung: $0{,}1\,V \leqq U_{eff} \leqq 2\,V$	Versorgungsspannungseingang Gleichspannung: +12 V	zusätzlicher Tonsignaleingang – Eingangsscheinwiderstand: = 10 kΩ im Bereich 20 Hz bis 15 kHz – Eingangssignal: Signal der 2. Tonspur – Eingangsspannung: $0{,}1\,V \leqq U_{eff} \leqq 2\,V$

Fernsehfunk-empfänger als Signalquelle (Videorecorder im Auf-zeichnungs-betrieb)	Schaltspannungs-ausgang Gleichspannung: 0 V	Videosignalausgang – Ausgangsschein-widerstand 75 Ω – Ausgangssignal: vollständiges (F)BAS-Signal positiver Polarität – Ausgangsspannung am Belastungs-widerstand 75 Ω: Spitze-Spitze-Wert des BAS-Signals 1 V ± 3 dB Spitze-Spitze-Wert des Farbträgers: PAL 0,3 V – 20 dB SECAM 0,160 V – 20 dB – überlagerte Gleich-spannung am Bela-stungswiderstand 75 Ω: $-2\,V \leqq U \leqq +2\,V$	Abschirmung, allgemeiner Rückleiter	Tonsignalausgang – Ausgangs-scheinwider-stand: ≦ 1 kΩ im Bereich 20 Hz bis 15 kHz – Ausgangssignal: Signal für 1. Tonspur – Ausgangs-spannung am Belastungs-widerstand 10 kΩ: $0{,}1\,V \leqq U_{eff} \leqq 2\,V$	Versorgungs-spannungsaus-gang Gleichspannung: +12 V	zusätzlicher Ton-signalausgang – Ausgangsschein-widerstand: ≦ 1 kΩ im Bereich 20 Hz bis 15 kHz – Ausgangssignal: Signal für 2. Ton-spur – Ausgangs-spannung am Belastungswider-stand 10 kΩ: $0{,}1\,V \leqq U_{eff} \leqq 2\,V$
Verbindungskabel	ungeschirmter Leiter	Koaxialkabel mit einem Wellenwider-stand von 75 Ω	Abschirmung	abgeschirmter Leiter	ungeschirmter Leiter	abgeschirmter Leiter

Aus der Belegung geht bereits hervor, daß die Übertragung jeweils nur in einer Richtung möglich ist, eine Umschaltung kann über die Schaltspannung vorgenommen werden. Bild 1 zeigt die AV-Stecker, Bild 2 die Verdrahtungsseite des Steckers.

Die Anschlußbelegung hat folgende Form (Bild 2):
Anschluß 1: Schaltspannung;
Anschluß 2: Videosignal (FBAS-Signal);
Anschluß 3: Masse, gemeinsame Rückleitung;
Anschluß 4: Tonsignal (links);
Anschluß 5: Versorgungsspannung;
Anschluß 6: Tonsignal (rechts).

Für die Zusammenschaltung von Videorecorder und Farbfernsehempfänger sind die in Tabelle 1 (Anschlußwerte am Videorecorder) und Tabelle 2 (Anschlußwerte am Farbfernsehempfänger) nach *TGL 28200/13* vorgeschriebenen Bedingungen zu beachten.

Eine andere AV-Steckverbindung läßt sich mit dem 21poligen Steckverbinder nach *IEC 933–1* (Bild 3) realisieren, der auch mit Peri-, Scart- oder Eurobuchse bezeichnet wird und in der Lage ist, neben dem FBAS-Signal auch RGB-Signale und Tonsignale zu übertragen. Dieser Steckverbinder kann zur Verbindung von Farbfernsehempfängern und Videorecordern wie auch zum Anschluß von Bildschirmtext- und Videotextgeräten und Computern benutzt werden. Die Belegung der Anschlüsse der 21poligen Steckverbindung wird in Tabelle 3 zusammengefaßt (Auszug aus *IEC 933-1*).

Eine weitere AV-Steckverbindung ist die 9polige SUB-D-Buchse (IBM-Personal Computer), die für Schwarzweiß- und Farbsignale benutzt werden kann. Bild 4 zeigt die Anschlußanordnung, Tabelle 4 die Anschlußbelegung. Auch über Cinch-Buchsen sind Anschlußmöglichkeiten vorhanden: so z. B. die Einspeisung oder die Ausgabe eines BAS-Signals über eine Cinch-Buchse bzw. eines BAS-Signals mit den R-, G- oder B-Farbkompo-

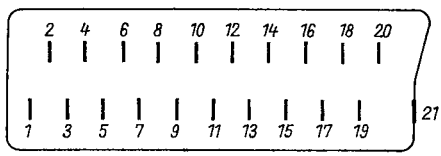


Bild 3
21poliger AV-Stecker nach IEC 933-1

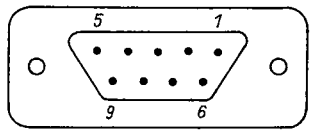


Bild 4
9poliger AV-Stecker

Tabelle 3 Anschlußbelegung der 21poligen AV-Steckverbindung

Anschluß-nummer	Anschlußbelegung	Anschlußwerte
1	Tonausgang B (mono oder rechter Kanal)	Ausgangsimpedanz = 1 kΩ Nennlastwiderstand 10 kΩ Nennausgangsspannung 0,5 V Max. Ausgangsspannung 2 V
2	Toneingang B (mono oder rechter Kanal)	Eingangsimpedanz = 10 kΩ Nennquellwiderstand 1 kΩ Quell-EMK 0,5 V Min. Quell-EMK 0,2 V Überlast-Quell-EMK ≧ 2 V
3	Tonausgang A (mono oder linker Kanal)	Wie unter Anschluß 1
4	gemeinsamer Tonrückleiter	
5	Blausignal-Rückleiter	
6	Toneingang A (mono oder linker Kanal)	Wie unter Anschluß 2
7	Blausignal (pos. Signal, Eingangs- oder Ausgangssignal)	Differenz zwischen Spitzenwert und Austastpegel 0,7 V Impedanz 75 Ω Überlagerte Gleichspannung 0...+2 V
8	Funktionsschalt-signal (Eingang oder Ausgang)	Logisch 0: 0...+2 V Logisch 1: +9,5...+12 V Bei Fernsehempfängern 0 = Wiedergabe des Demodulatorsausgangssignals 1 = Wiedergabe einer externen Quelle Eingangswiderstand ≧ 10 kΩ Eingangskapazität = 2 µF Als Ausgang: Lastwiderstand = 1 kΩ
9	Grünsignal-Rückleiter	
10	kein Anschluß gestattet	
11	Grünsignal (pos. Signal, Ein- oder Ausgangssignal)	Wie Kontakt 7

Anschluß-nummer	Anschlußbelegung	Anschlußwerte
12	kein Anschluß gestattet	
13	Rotsignal-Rückleiter	
14	Austast-Rückleiter	
15	Rotsignal (pos. Signal, Ein- oder Ausgangssignal)	Wie Kontakt 7
16	Austastsignal (Ein- oder Ausgangssignal)	Logisch 0: 0...+0,4 V Logisch 1: +1...+3 V Impedanz 75 Ω
17	Videoausgangs-signal-Rückleiter	
18	Videoeingangs-signal-Rückleiter	
19	Videoausgangs-signal (pos. Signal)	FBAS; Differenz zwischen Spitzenweißwert und Synchronpegel 1 V Impedanz 75 Ω Überlagerte Gleichspannung: 0...+12 V Nur zur Synchronisation: 0,3 V (U_{ss})
20	Videoeingangssignal (pos. Signal)	Wie Anschluß 19
21	Gemeinsamer Rück-leiter für Anschlüsse 8, 10 und 12, Abschirmung	

Tabelle 4 Anschlußbelegung der SUB-D-Buchse

Anschluß	Schwarzweißsignal	Farbsignal
1	Masse	Masse
2	Masse	Masse
3	frei	Rotsignal (TTL)
4	frei	Grünsignal (TTL)
5	frei	Blausignal (TTL)
6	Intensität (TTL)	Intensität (TTL)
7	Videosignal (TTL)	frei
8	Horizontalsynchronisation	Horizontalsynchronisation
9	Vertikalsynchronisation	Vertikalsynchronisation

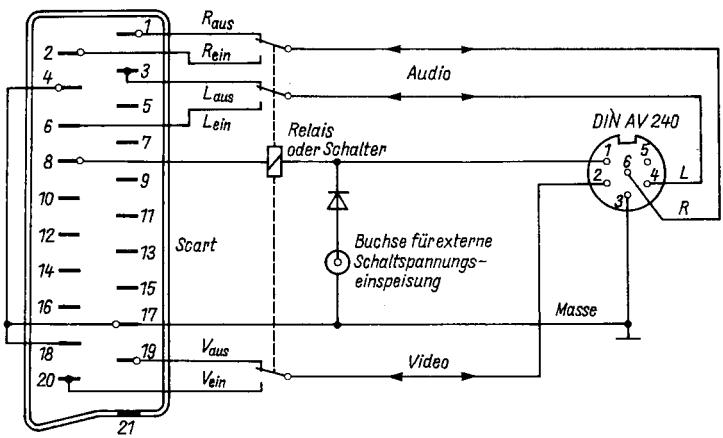


Bild 5 Adapter für die Übertragung von der 6poligen auf die 21polige AV-Steckverbindung

nenten über drei Cinch-Buchsen. Spezielle 5-VHS-RGB-Signale werden auch über die Hosiden-Buchse bereitgestellt.

Soll eine Verbindung zwischen einem Gerät mit 6poliger AV-Buchse und einem Gerät mit 21poliger AV-Buchse hergestellt werden, so ist ein entsprechender Adapter notwendig (Bild 5), der entweder einen Umschalter für die aus der 6poligen Buchse kommende Videoleitung oder ein Relais vorsieht, da Videoein- und -ausgang auf demselben Anschluß liegen. Über eine zusätzliche Buchse kann eine Schaltspannung eingespeist werden.

Zusammengestellt von *Dipl.-Ing. H. Bergmann*

Literatur

[1] TGL 28200/05; TGL 28200/13.
[2] IEC 933-1.
[3] Gefilmt, geschnitten und gestanzt. Funkschau, München 58 (1986) 6, Seite 40 bis 44.
[4] H. Völzke, Digitale Bilderzeugung und -verarbeitung. Mikrocomputer-Zeitschrift mc (1987) 12, Seite 50 bis 62.

8 Ein Blick in das Innere von FORTH

Dr.-Ing. Werner Domschke

Einführung

In einigen Veröffentlichungen der letzten Zeit wurde mehrfach von der Programmiersprache FORTH berichtet, so z. B. auch im Elektronischen Jahrbuch 1990. Dieser Beitrag soll die dort vorgestellten Gedanken fortsetzen. FORTH wird häufig nicht nur als Sprache für Computer schlechthin bezeichnet, sondern als Betriebssystem, Entwicklungssystem oder Philosophie zur Programmerstellung gekennzeichnet. In letzter Zeit haben sich passionierte FORTH-Programmierer in Clubs, Interessengemeinschaften und auch in einem Fachausschuß der *Kammer der Technik* zusammengefunden, um ihre Gedanken und Lösungen auszutauschen. Was macht FORTH so interessant? Von kaum einer anderen Computersprache sind sogenannte »Fan-Clubs« bekannt.

FORTH ist eine lebende Sprache, die durch den Programmierer entsprechend seinen Erfordernissen erweitert wird. FORTH arbeitet interpretativ. Der FORTH-Interpreter besteht aus einer Menge von FORTH-Worten. Neue FORTH-Worte werden wie aus Bausteinen aus bereits vorhandenen Worten zusammengesetzt, die wiederum Bausteine für noch komplexere Worte sein können.

Ein Programm im herkömmlichen Sinn, wie z. B. in BASIC, gibt es in FORTH nicht. FORTH-Programme sind speziell definierte FORTH-Worte, die den ursprünglich vorhandenen FORTH-Interpreter erweitern. Dadurch ergeben sich FORTH-Interpreter, die auf spezielle Anwendungen zugeschnitten sind, wie z. B. auf die Steuerung von Waschmaschinen, auf den Dialog mit Personen für Auskunftssysteme, auf die Steuerung von Modellbahnanlagen, auf die Berechnung von speziellen Größen, auf die Herstellung von Zeichnungen mit dem Computer, auf Spiele und vieles andere mehr.

In der DDR sind hauptsächlich 2 Dialekte von FORTH verbreitet: FORTH 83 und fig-FORTH, aus dem das FORTH des Kleincomputersystems *KC 85* des VEB *Mikroelektronik Wilhelm Pieck* Mühlhausen abgeleitet wurde. Die Grundlage dieses Beitrages bildet das FORTH des *KC 85*-Systems, von dem im folgenden einige innere Zusammenhänge, der prinzipielle Aufbau des FORTH-Interpreters und einzelner FORTH-Worte dargestellt werden sollen. Als Beispiel wird das Programmsystem MiniCAD verwendet.

Der FORTH-Interpreter

Der FORTH-Interpreter besteht im wesentlichen aus einem inneren Interpreter und dem FORTH-Lexikon. Der innere Interpreter ist die ausführende Einheit. Die Programme der ihm übergebenen Adressen werden abgearbeitet. Das FORTH-Lexikon besteht allgemein aus mehreren Wörterbüchern (VOCABULARY), in denen FORTH-Worte zusammengefaßt sind. Das FORTH des *KC 85* weist im Auslieferzustand die Wörterbücher FORTH und EDITOR auf. Der Anwender kann je nach Aufgabenstellung weitere programmieren. Das FORTH-Lexikon enthält alle ausführbaren FORTH-Worte, so auch z. B. den sogenannten äußeren Interpreter, der den Namen INTERPRET hat. Dieser wird nach der Initialisierung von FORTH aktiviert und übernimmt den Dialog mit dem Bediener. INTERPRET durchmustert eingegebene Texte auf bekannte FORTH-Worte, übergibt deren Adresse an den inneren Interpreter zur Abarbeitung, versucht nichtgefundene Worte als Zahlen zu interpretieren oder gibt die erforderlichen Fehlermeldungen aus.

Ein einzelnes FORTH-Wort besteht aus 4 Teilen, dem Namensfeld, dem Verkettungsfeld, dem Kode-Feld und dem Parameterfeld. Das Namensfeld (name field) beginnt mit einem Zähl-Byte, das die Länge des Namens (die niederwertigsten 5 bit), die Gültigkeit des Wortes (SMUDGE-bit) und die Art der Ausführung des Wortes (Precence-bit) enthält. Daran schließen sich maximal 31 Bytes an, die den Namen des Wortes enthalten.

Im Verkettungsfeld (link field) steht die Adresse des vorher definierten FORTH-Worts. Die FORTH-Worte im Lexikon sind somit untereinander verkettet. Damit ist der äußere Interpreter in der Lage, das FORTH-Lexikon nach einem bestimmten Wort zu durchmustern.

Im Kode-Feld (code field) ist die Art des FORTH-Wortes angegeben. So werden FORTH-Worte unterschieden, die z. B. selbst aus Maschinenkode oder anderen FORTH-Worten bestehen, Variablen oder Konstanten repräsentieren, Ausgangspunkte für Wörterbücher sind, selbst neue FORTH-Worte definieren usw.

Das Parameter-Feld (parameter field) enthält je nach Art des FORTH-Worts die aufgabenspezifischen Angaben. Bei Konstanten und Variablen ist das der Speicher für die Werte, bei ausführbaren FORTH-Worten der Maschinenkode oder die Liste der FORTH-Worte, aus denen das Wort gebildet wurde, usw. Diese Gliederung soll an Hand des Programmsystems MiniCAD im folgenden demonstriert werden.

MiniCAD – ein Anwendungsbeispiel von FORTH

Im Auftrag der Zentralstelle für Bildung des *Ministeriums für Verkehrswesen* wurde das Programmsystem MiniCAD erarbeitet. Es wird im wesentlichen in der Ausbildung eingesetzt, hat aber auch schon in vielen anderen Bereichen seine Leistungsfähigkeit gezeigt. Mit MiniCAD können Zeichnungen entworfen werden, die im allgemeinen aus Teilbildern zusammengesetzt sind. Dabei sind Verschiebungen im Koordinatensystem, Spiegelungen, Drehungen, Maßstabsänderungen sowie mehrfarbige Darstellungen auf dem Bildschirm möglich. Diese Bilder können als Hardcopy mit Nadeldruckern oder maßstäblich mit dem Kleinplotter XY4131 bzw. den Nachfolgeentwicklungen aus der ČSR auf Papier ausgegeben werden.

Aufbau von MiniCAD

Für die Speicherung und Berechnung von Darstellungen wird bei MiniCAD die in FORTH enthaltene 2-Byte-Festkommaarithmetik verwendet. Daraus ergeben sich eine Reihe von Vorteilen, wie z. B. kurze Rechenzeiten, geringer Speicherplatzbedarf für die Koordinaten, aber auch Nachteile, wie z. B.

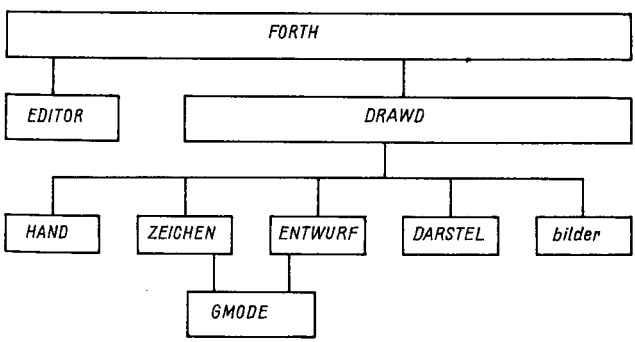


Bild 1 Darstellung der Programmstruktur des Beispiels »MiniCAD«

erhöhte Rundungsfehler bei Maßstabsänderungen und die Eingabe nur ganzzahliger Werte ohne Komma. Um trotzdem Zeichnungen auf dem Plotter in der entsprechenden Genauigkeit erhalten zu können, wurden folgende Vereinbarungen getroffen:

1) Basis der Speicherung und Verarbeitung der Koordinaten ist die Maschineneinheit (ME).
2) Auf dem Plotter *XY4131* entspricht eine Maschineneinheit einem Plotterschritt, also 0,1 mm, dementsprechend sind 10 ME = 1 mm.
3) Die Angabe von Winkeln geschieht in gleicher Weise in Maschineneinheiten, wobei eine ME einem Zehntelgrad entspricht, also 900 ME = 90°.
4) Der Maßstab von Darstellungen kann in entsprechenden Grenzen frei gewählt werden. Wegen der Festkommaarithmetik wurde als Basis die Zahl 16 verwendet, 16:16 entspricht also dem Maßstab 1:1.
5) Der kleinste verwendbare Maßstab ist 256:16, also 16:1; der größte Maßstab ist 1:16. Damit lassen sich Darstellungen im Bereich von 64 × 64 ME (6,4 mm × 6,4 mm) bis 16380 ME × 16380 ME (1,63 m × 1,63 m) auf dem Bildschirm abbilden.

Programmstruktur von MiniCAD

Das Programmsystem MiniCAD stellt einen speziell an die genannte Aufgabe angepaßten FORTH-Interpreter dar. Dabei wurde die Möglichkeit der Verwendung von mehreren Wörterbüchern (VOCABULARY) für die optimale Bedienerführung ausgenutzt. Der Anwender von MiniCAD braucht die Sprache FORTH nicht zu kennen. Das Bild zeigt die realisierte Programmstruktur. Jedes der dargestellten Kästchen von MiniCAD erzeugt ein eigenes Menü, außer dem Wörterbuch »bilder«. Dieses füllt der Programmierer durch die Definition von selbst erarbeiteten oder von Kassette geladenen Darstellungen. Die einzelnen Wörterbücher haben folgende Aufgaben:

FORTH – Basiswörterbuch des FORTH-Interpreters, der auf dem Modul MO26 enthalten ist oder von der Kassette CO183 geladen wird.

EDITOR – Wörterbuch, das im FORTH-Interpreter enthalten ist und mit dessen Funktionen FORTH- oder auch MiniCAD-Quelltext in den sogenannten Screens erarbeitet oder korrigiert werden kann.

DRAWD – »Wurzelsegment« von MiniCAD. Dieses stellt eine direkte Erweiterung des Wörterbuches FORTH dar. Hier sind der Basiswortschatz und die anderen Wörterbücher definiert.

HAND – Wörterbuch, mit dessen Funktionen die Eingabe von Darstellungen an Hand von digitalisierten Vorlagen (Zahlen- und Funktionseingabe) möglich ist. Damit können Zeichnungen mit Zehntelmillimeter-Genauig-

keit eingegeben werden. Das ist bei der graphischen Eingabe im Wörterbuch ENTWURF wegen der relativ geringen Bildschirmauflösung von 256 × 256 Bildpunkten nicht in jedem Fall möglich.
ZEICHEN – Wörterbuch, in dem neue alphanumerische oder andere Sonderzeichen entworfen und die in den im MiniCAD enthaltenen Vektor-Zeichengenerator zeitweise übernommen werden können. Diese Zeichen können Tasten zugeordnet und in einen Text eingeblendet werden.
ENTWURF – Wörterbuch, in dem die Funktionen für den grafischen Entwurf von Darstellungen mit Kursor zusammengefaßt sind.
DARSTEL – Wörterbuch, das die Funktionen für die Darstellung von erarbeiteten Bildern auf dem Bildschirm, Plotter oder Drucker enthält.
bilder – Wörterbuch, das im Lieferzustand von MiniCAD leer ist und das mit den vom Anwender erarbeiteten Darstellungen gefüllt wird.
GMODE – (GRAFIKMODUS) Programmteil zum grafischen Entwurf von Darstellungen mit einem Grafikkursor, der mit den Kursortasten der Tastatur gesteuert wird. Dieses FORTH-Wort ist im Wörterbuch ENTWURF definiert, wird aber auch im Wörterbuch ZEICHEN aufgerufen.

Konzept der Erarbeitung von Darstellungen in MiniCAD

Für jede in MiniCAD zu erzeugende Struktur (Bild, Darstellung) können, wie in FORTH üblich, mehrere vorher definierte Strukturen verwendet werden. Bei der Definition einer Darstellung (eines Bildes) ordnet der Bediener dieser einen Namen zu, unter dem sie in dem Wörterbuch »bilder« als neues FORTH-Wort vom Computer einsortiert wird und abrufbar ist. Für jede Darstellung werden im Moment der Erarbeitung die Koordinaten der wesentlichsten darstellungsbestimmenden Punkte in einem zeitweiligen (temporären) Arbeitsspeicher abgelegt, für ein Viereck z. B. die Koordinaten der 4 Eckpunkte. Ruft man eine bereits definierte Darstellung auf, so wird die Anfangsadresse dieser in den Arbeitsspeicher eingetragen. Damit wird der im *KC 85* vorhandene Speicher optimal genutzt.

Beispiel: Darstellung einer Siedlung.

- Als erstes Element wird ein Viereck definiert, das den Namen VIERECK erhält.
- Aus 2 VIERECKen und einem Rahmen wird die Darstellung FENSTER definiert.
- 2 FENSTER, 1 Tür, 1 Dach und die Wände ergeben die Darstellung HAUS.
- Mehrere Darstellungen HAUS in unterschiedlichstem Maßstab ergeben die Darstellung SIEDLUNG.

Zur Erläuterung des inneren Aufbaus der einzelnen FORTH-Worte soll die

Struktur des Wörterbuchs »bilder« an Hand des genannten Beispiels prinzipiell dargestellt werden (hexadezimale Schreibweise):

Adresse 49E6: 88 53 49 45 44 4C 55 4E C7 – Speicherinhalt
S I E D L U N G – ASCII-Zeichen

Namensfeld von SIEDLUNG (8 Zeichen lang) beginnend mit dem Zählbyte (hier: 88), dessen bit 7 immer 1 ist. Beim letzten Buchstaben des Namens (hier: C7) ist ebenfalls bit 7 gleich 1.

Adresse 49EF: 6C 49

Verkettungsfeld, Adresse des Namensfelds des vorher definierten FORTH-Wortes (HAUS). Zu beachten ist die Vertauschung von High- und Low-Teil der Adresse im Speicher, HAUS beginnt also bei der Adresse 496C.

Adresse 49F1: A5 D2

Kode-Feld, Typ des FORTH-Worts (in diesem Fall ein darstellbares Bild). Die gespeicherten Bytes geben die Adresse eines Maschinenprogramms an, das an Hand der im Parameter-Feld enthaltenen Informationen die spezifische Funktion des FORTH-Worts ausführt.

Adresse 49F3: .....

Parameter-Feld, Liste der auszuführenden grafischen Anweisungen.

Adresse 496C: 84 48 41 55 D3	Namensfeld
H A U S	
Adresse 4970: 28 49	Verkettungsfeld
Adresse 4972: A5 D2	Kode-Feld
Adresse 4974:	Parameter-Feld
Adresse 4928: 87 46 45 4E 53 54 45 D2	Namensfeld
F E N S T E R	
Adresse 4930: F6 48	Verkettungsfeld
Adresse 4932: A5 D2	Kode-Feld
Adresse 4934:	Parameter-Feld
Adresse 48F6: 87 56 49 45 52 45 43 CB	Namensfeld
V I E R E C K	
Adresse 48FE: EA 48	Verkettungsfeld
Adresse 4900: A5 D2	Kode-Feld
Adresse 4902:	Parameter-Feld

Zusammenfassung

Die Programmiersprache FORTH weist gegenüber anderen Programmiersprachen einige Besonderheiten auf. Ein wesentlicher Punkt ist der logische Aufbau und die Durchsichtigkeit der Sprache bis hin zu einzelnen Elementen des Interpreters selbst. Der Programmierer kennt den inneren Aufbau des Interpreters und kann dieses Programm so erweitern und verändern, bis

davon eine Version vorliegt, die für das zu lösende Problem optimal angepaßt ist. Für die Bedienung des angepaßten FORTH-Interpreters sind dann im allgemeinen keine FORTH-Kenntnisse erforderlich.

Die Arbeit mit FORTH rentiert sich aber erst, wenn das zu erarbeitende Programm mehrfach genutzt werden soll. Um ein mathematisches Problem einmalig zu lösen, z. B. die Veranschaulichung einer mathematischen Funktion, die wertemäßige Berechnung einer Formel usw., sind andere Programmiersprachen vorteilhafter. FORTH ist eine günstige Alternative zur Assemblerprogrammierung.

FORTH wurde für Steuerungsaufgaben entwickelt. Seine Stärke liegt insbesondere auf den Gebieten, auf denen die Ressourcen eines Computers optimal genutzt werden sollen. Ein Beispiel liegt mit dem Programmsystem MiniCAD vor, bei dem die Grafikfähigkeit des Kleincomputersystems *KC 85* unter Beachtung der relativ geringen Verarbeitungsgeschwindigkeit und die Peripherieanschlüsse optimal genutzt werden sollen. Weitere Anwendungsgebiete sind aus den Bereichen der Prozeßsteuerung, der Datenerfassung und Analyse, der Nutzung von Datenbanken und von Auskunftssystemen bekannt.

9 Der Kleincomputer *KC compact*

Dr.-Ing. Werner Domschke

Einführung

Seit Anfang 1990 wird im VEB *Mikroelektronik Wilhelm Pieck* Mühlhausen der Kleincomputer *KC compact* (KCC) produziert. Er löst das bis dahin hergestellte modulare Kleincomputersystem KC 85 ab. Dieser Wechsel der Systemfamilie wurde hauptsächlich aus ökonomischen Gründen vorgenommen. Das wichtigste Einsatzgebiet des *KC compact* ist der Heimcomputerbereich. Die elektronische und konstruktive Gestaltung wurde speziell dafür ausgelegt. Im folgenden sollen die Besonderheiten der Hardware und der Software des *KC compact* vorgestellt werden.

Systemaufbau des *KC compact*

Die zentrale Verarbeitungseinheit des *KC compact* ist der Prozessor *UA 880 D*. Das Betriebssystem und der BASIC-Interpreter sind in einem 32-KByte-ROM enthalten. Die 64 KByte RAM werden für den Bildwiederholspeicher (16 KByte) und dem Anwenderspeicher (48 KByte) verwendet. An den *KC compact* kann ein Monitor oder ein Farbfernsehgerät über den RGB-Eingang (SCART-Norm) oder über Antenne (Kanal 36, Farbnorm PAL), ein Drucker mit *Centronics*-Interface, ein Kassettenrecorder als externer Datenspeicher, ein NF-Stereoverstärker für die stereofone Tonwiedergabe und ein Joystick zur besseren Bedienung angeschlossen werden. An das Expansion-Interface, das im Prinzip den Prozessorbus mit einigen speziellen Signalen für die Herstellung und Prüfung enthält, können Erweiterungsbaugruppen, wie z. B. das *KCC*-Floppy, angesteckt werden.

Der Computer ist in einem Gehäuse mit der professionellen Computer-Flachtastatur untergebracht. Das separate Netzteil versorgt den *KC compact*

mit einer Gleichspannung von etwa 20 V. Zum Lieferumfang gehören neben dem Grundgerät und dem Netzteil eine Magnetbandkassette mit 2 Demonstrationsprogrammen, die Gerätebeschreibung und das BASIC-Handbuch. Das Systemhandbuch kann vom Nutzer gesondert erworben werden.

Das Taktregime

Der Prozessor *UA 880 D* des *KC compact* wird mit 4 MHz getaktet. Da der Bildwiederholspeicher physisch im gleichen RAM angeordnet ist wie der Anwenderspeicher, müssen der Prozessor und das Videointerface synchronisiert werden. Das geschieht so, daß der WAIT-Eingang des Prozessors nur zu ganz bestimmten Zeitpunkten freigegeben wird. Da bei der Befehlsabarbeitung dieser WAIT-Eingang in der fallenden Flanke des T2-Zyklus abgetastet wird, werden an dieser Stelle Wartezyklen eingeblendet. Jeder Maschinenzyklus des Prozessors ist damit beim *KC compact* entweder 4 oder 8 Takte lang. Die Befehlsabarbeitungszeiten des *KC compact* weichen deshalb von denen in Tabellen zum Prozessor *U 880 D* angegebenen ab.

Der Bildaufbau

Der *KC compact* weist einen Bildwiederholspeicher (BWS) von 16 KByte auf. Der Inhalt dieses Speichers wird vom Videointerface so in normgerechte Fernsehsignale umgewandelt, daß vollgrafische farbige Bilder wiedergegeben werden können. Der Kern des Videointerface ist der CRTC-Schaltkreis (cathode ray tube controler) *CM 607* aus Bulgarien. Die Bilder können in 3 Modi dargestellt werden:

MODE 0 – 160 × 200 Bildpunkte, 20 Zeichen je Zeile, 16 Farben (4 bit je Bildpunkt);
MODE 1 – 320 × 200 Bildpunkte, 40 Zeichen je Zeile, 4 Farben (2 bit je Bildpunkt);
MODE 2 – 640 × 200 Bildpunkte, 80 Zeichen je Zeile, 2 Farben (1 bit je Bildpunkt).

Je Bildschirm können unabhängig vom Modus 25 Zeichenzeilen dargestellt werden.

Die Farbzuordnung zu den einzelnen Bildpunkten geschieht über eine Farbtabelle, die durch einen Speicher (Farb-RAM) mit 17 × 6 bit realisiert wird. Diese Adressen werden aus den jeweiligen bits je Bildpunkt und der Rahmenfarbe (BORDER) gebildet. Im Mode 0 ergeben 4 bit je Bildpunkt 16 Adressen, im Mode 1 werden nur 4 Adressen und im Mode 2 nur 2 Adressen davon verwendet, eine Adresse ist für BORDER reserviert. Die

Farbtabelle enthält für jede der 3 Grundfarben ROT, GRÜN und BLAU jeweils 2 bit. Jedes bit hat die Wertigkeit 0,5. Sind beide bits = 0, so ist die Farbe ausgeschaltet, ist ein bit = 1, so wird diese Farbe mit halber Intensität dargestellt, und sind beide bits = 1, so erscheint die Farbe mit voller Intensität. Durch Mischung der 3 Farben in den unterschiedlichen Intensitätsstufen ergibt sich eine reiche Farbauswahl von 27 Farben, von denen 17 Farben im Mode 0, 5 Farben im Mode 1 und 3 Farben im Mode 2 gleichzeitig auf einem Bild verwendet werden können (jeweils Bildinhalt und BORDER).

Die Zuordnung einer der 27 Farben zu einer Adresse des Farb-RAM kann mit dem BASIC-Befehl INK vorgenommen werden. Mit INK 0,26 wird z. B. auf die Adresse 0 des Farb-RAM die Farbe 26 (weiß) geladen. Mit dem BASIC-Befehl PEN kann man festlegen, in welcher Kodierung das nachfolgende Zeichen in den BWS geschrieben wird, d. h. welche Adresse des Farb-RAM bei der Darstellung angesprochen werden soll. Mit dem Befehl PAPER wird die Kodierung des Hintergrunds angegeben. Im Mode 0 stehen 16 Möglichkeiten (PEN 0 ... PEN 15), im Mode 1 stehen 4 (PEN 0 ... PEN 3) und im Mode 2 nur 2 Möglichkeiten (PEN 0, PEN 1) zur Verfügung. Spezielle und verblüffende Farbeffekte erreicht man, wenn bei einem fertigen Bild der Farb-RAM laufend neu beschrieben wird. Dann sind scheinbar alle 27 Farben in einem Bild sichtbar. Weiterhin existiert ein zeitliches Interruptregime, das z. B. das Umladen des Farb-RAM aller 52 Zeilen ermöglicht. Auch damit sind mehr Farben als bisher beschrieben in einem Bild verwendbar.

Zeichen werden auf dem Bildschirm dargestellt, indem die Zeichenbilder, die im ROM als Bitmuster enthalten sind, an die entsprechende Stelle des BWS übertragen werden. Sie werden also aus einzelnen Bildpunkten zusammengesetzt. Jedem Zeichen stehen 8×8 Bildpunkte zur Verfügung. Der Anwender kann die im ROM enthaltenen Zeichenbilder in den Nutzer-RAM umladen und nach seinen Wünschen modifizieren. Mit diesen beschriebenen Möglichkeiten des Bildaufbaus hat der Anwender viele Varianten, seine Bilder zu gestalten und Effekte in Programmen zu verwenden, die vor allem bei Spielen aller Art sehr gefragt sind.

Die Tonerzeugung

Einen wesentlichen Qualitätsgewinn ergibt bei Spielen die Untermalung des Geschehens auf dem Bildschirm mit Musik, Tönen und Geräuschen. Im *KC compact* ist dafür ein spezieller Schaltkreis, der Sound-Prozessor-Chip (SPC) *AY 3-8912* eingesetzt. Dieser Schaltkreis hat neben den 3 Tonkanälen und dem Rauschkanal auch noch einen 8-bit-Parallel-Port. Dieser

wird im *KC compact* für die Tastaturabfrage verwendet. Der SPC wird mit einer Frequenz von 1 MHz getaktet. Die Klangerzeugung wird durch die Inhalte von 14 Registern im SPC gesteuert. Durch die Software des Betriebssystems und des BASIC-Interpreters ist die Programmierung sehr komfortabel möglich. So können z. B. angegeben werden:

- die Tonhöhen der 3 Tonkanäle (Umfang je 8 Oktaven),
- die Tonlängen der 3 Kanäle (in 1/100 s),
- die Rauschperiode,
- die Mischungsverhältnisse der 3 Tonkanäle mit dem Rauschkanal,
- die Lautstärkehüllkurve (Veränderung der Lautstärke mit der Zeit),
- die Startamplitude,
- die Tonhüllkurve (Veränderung der Frequenz mit der Zeit),
- die Synchronisation der einzelnen Kanäle (Rendezvous).

Die programmierten Töne werden vom sogenannten Sound-Manager in Warteschlangen für die einzelnen Kanäle eingeordnet. Durch Anweisungen können die Warteschlangen der Kanäle synchronisiert, angehalten und freigegeben werden. Sind die Warteschlangen leer, kann automatisch eine Routine aufgerufen werden, die diese wieder füllt. Damit kann Musik im Hintergrund von Spielen ablaufen, ohne die Handlung zu beeinflussen und ohne den Prozessor wesentlich zu beanspruchen. Mit diesen Möglichkeiten sind dem kreativen Programmierer kaum Grenzen gesetzt.

Der BASIC-Interpreter

Nach dem Einschalten des Computers wird sofort der integrierte BASIC-Interpreter aktiviert. Der Befehlsumfang übersteigt das von solchen Computern gewohnte Maß. Neben den »Standard«-BASIC-Schlüsselwörtern sind einige enthalten, womit die Hardware-Besonderheiten des Computers, wie z. B. Grafik- und Tonausgabe, optimal genutzt werden können. Vom Anwender läßt sich dieser Befehlsumfang durch eigene Programmteile erweitern. Maschinenprogramme können in BASIC-Programmen aufgerufen werden.

Das Softwareangebot

Ein wesentliches Argument für den Verkauf von Computern ist das verfügbare Softwareangebot. Für den *KC compact* wurden deshalb zu Verkaufsbeginn etwa 10 Magnetbandkassetten mit Spielen und 3 Kassetten mit PASCAL, Assembler/Monitor (ASSMON) und einer einfachen Textverarbeitung bereitgestellt. Das Angebot wird kontinuierlich erweitert.

Zusatzbaugruppen

Der *KC compact* ist in seiner äußeren Form, in der Hardware und Software kompakt. Erweiterungen sind deshalb nur in begrenztem Umfang notwendig und möglich. Eine wesentliche Ergänzung des Grundgeräts zur Gebrauchswerterhöhung ist das *KCC*-Floppy. Dadurch wird der Kassettenrecorder ersetzt. Durch Nachladen von der Diskette kann damit auch das Betriebssystem CP/M verwendet werden. Für diesen Zweck besteht die Compact-Floppy-Elektronik aus der Floppy-Ansteuerung und einer zusätzlichen 64 KByte RAM-Bank. Der freie Speicher in CP/M (der TPA) beträgt damit 62 KByte.

Zusammenfassung

Der Kleincomputer *KC compact* wird seit Anfang 1990 im VEB *Mikroelektronik Wilhelm Pieck* Mühlhausen produziert. Er ist im wesentlichen für den Heimcomputerbereich entwickelt worden. Deshalb liegen seine Stärken in der Tonausgabe und der Bilddarstellung, die die wesentlichsten Parameter der üblichen 16-bit-Computer aufweist. Der integrierte BASIC-Interpreter hat gegenüber vergleichbaren Ausführungen einen hohen Komfort. Damit lassen sich die Eigenschaften des Geräts optimal ausnutzen.

Aus Preisgründen wird die Grundausstattung mit einem Kassettenrecorder als externer Programm- und Datenspeicher und einem handelsüblichen Farbfernsehgerät betrieben. Als Erweiterungseinheit ist das *KCC*-Floppy vorgesehen, das den Kassettenrecorder ersetzt und mit dem u. a. die Software des Betriebssystems CP/M genutzt werden kann. Vom Hersteller wird das Softwareangebot ständig erweitert.

10 Löten am Heimcomputer – Tips und Kniffe

Michael Schulz

Wer seinen Heimcomputer intensiver benutzt, so z. B. zum Messen oder zur Steuerung der Modellbahn usw., ihn erweitert bzw. einen erweiterungsfähigen Einkartenrechner wie den *Z 1013* besitzt, kommt um das Löten nicht herum. Auch der, der sich einen Computer oder Zusätze dazu selbst bauen will, schreckt oft wegen der filigranen Leiterzüge und der hohen Pakkungsdichte der Bauelemente auf der Leiterplatte vor dem Löten zurück. Das Löten auf solchen Platinen ist tatsächlich nicht ganz einfach und verlangt neben gutem Lötwerkzeug, möglichst feinem Lötzinn und einer gut lötbaren Leiterplatte doch schon einige Erfahrungen. Einige dieser selbstgesammelten Erfahrungen sollen im Rahmen dieses Beitrags weitergegeben werden und auf diese Weise vor allem dem Anfänger auf diesem Gebiet helfen, erste Schwierigkeiten zu überwinden.

Das Werkzeug

A und O des Ganzen ist das Lötwerkzeug. Es sollte möglichst ein temperaturgeregelter Feinlötkolben, wie z. B. der *Delta R50* oder aber ein Niederspannungslötkolben der 16- bis 25-W-Klasse, zum Einsatz kommen. Optimum ist wohl eine Lötnadel (12 V, 8 W) an einer regelbaren Spannungsquelle, solange man noch keine echte Lötstation zur Verfügung hat.

Alle Lötspitzen muß man sorgfältig vorbereiten, d. h., sie sind sorgfältig zu verzinnen und sollten möglichst schlank sein. Gegebenenfalls so schlank, daß man mit ihr auch zwischen 2 IS-pins hindurchkommt. Sie ist ständig von Zinn- und Kolophoniumrückständen zu reinigen. Das geschieht durch Abstreifen der Lötspitze auf einem feuchten Schwamm. Diese kleine Reflexbewegung lernt man schnell, besonders, nachdem Herr Murphy in Form eines von der Lötspitze natürlich genau in mehrere pins eines auf der

Leiterplatte fast unzugänglichen Schaltkreises fallenden Tropfens überschüssigen Zins zugeschlagen hat. Denn das Beseitigen eines solchen Schadens läßt »Freude« aufkommen, kostet Zeit und Nerven und mitunter auch Geld, besonders dann, wenn man die Sache nicht gleich bemerkt, den Rechner einschaltet und sich wundert, daß statt eines Monitorbilds nur die Sicherung »kommt«.

Dieser polemische Ausflug soll nichts weiter bekräftigen als: Sorgfalt und sauberes Lötwerkzeug sind oberstes Gebot!

Lötzinn: ein Reizwort für den DDR-Elektronikamateur. Fein ist der raus, der zu echtem Fadenlötzinn (Durchmesser $< 1{,}5$ mm) kommt, das lötet sich fast von selbst. Mit dem berühmten Freiberger 1-m-Tüten-Zinn ist das schon schwieriger, aber auch realisierbar, wenn man sorgfältig darauf achtet, daß nicht zuviel Zinn ins Fließen kommt.

Die Leiterplatte

Auch die Leiterplatte erfordert gewisse Vorarbeiten. Sofern sie nicht schutzlackiert ist, bilden sich auf der Kupferoberfläche recht schnell, mitunter schon nach Stunden, Oxydationsrückstände, die beim Löten mit derartig geringen Lötkolbenleistungen wie o. g. nicht einfach zu »überwinden« sind. Daher sollte man alle zu lötenden Kupferflächen sorgfältig mit einem Glashaarpinsel reinigen. Im Interesse der eigenen Gesundheit vermeide man aber ein Einatmen der Reinigungsrückstände unbedingt!

Ist die Leiterplatte noch völlig leer, hat sich auch eine gründliche Reinigung mit flüssigem Scheuermittel bewährt. Nach dem Reinigen mit klarem Wasser abspülen und schnell trocknen! Ein Schutzlackauftrag vermeidet all diese Probleme von vornherein. Auch die Bauelementeanschlüsse, so lange gelagerte IS, sollten mit einem Glashaarpinsel oder ganz feinem Schleifleinen gereinigt werden, um die Lötstelle optimal vorzubereiten.

Die Löttemperatur

Was ist nun, wenn kein temperaturgeregelter Lötkolben oder gar eine Lötstation zur Verfügung steht? Im einfachsten Fall hilft eine regelbare Spannungsquelle entsprechender Leistung, in diesem Fall stellt man in Lötpausen entweder manuell oder über einen Schalter an der Lötkolbenablage eine geringere Spannung ein, um eine Überhitzung der Lötspitze zu vermeiden. Überhitzung beschleunigt den Verschleiß der Lötspitze und ergibt mangelhafte Lötstellen. Einen zu heißen Lötkolben erkennt man daran, daß das Zinn an der Lötstelle nicht gleichmäßig fließt, beim Löten sogar (durch

die Kolophoniumseele) spritzt und die Lötstelle nach dem Abkühlen unsauber, rauh und porös aussieht. Sie neigt dann auch leicht zu Kontaktunsicherheit bzw. gibt gar keinen Kontakt. Wir haben eine sogenannte »kalte« Lötstelle.

Die richtige Lötspitzentemperatur hängt auch vom Grad der Abkühlung der Spitze unmittelbar an der Lötstelle ab. So muß man auf einer großen Massefläche mit einer höheren Temperatur löten als an einem IS-pin in einem Lötauge. Im einfachsten Fall ist die Lötspitzentemperatur durch Hineinschieben bzw. Herausziehen der Spitze aus dem Lötkolben regulierbar, das sollte aber wirklich nur eine Notlösung sein.

Löttechnik

Wie lötet man im engen RAM-Layout optimal, ohne benachbarte Leiterzüge dabei kurzzuschließen? Die Leiterplatte muß selbstverständlich gegen Verrutschen beim Löten gesichert sein, in diesem Fall hilft je nach Ausstattung eine Schraubzwinge, ein Schraubstock oder, ganz komfortabel, eine Helping Hand, denn man benötigt beide Hände zum Löten. Dann braucht man Ruhe und Konzentration. In eine Hand nimmt man das Lötzinn, hält das Ende an den Bauelementeanschluß, meist ja ein IS-pin, und zwar immer von der Seite der am pin ankommenden Leiterbahn her. Nun ist die Lötstelle zu erwärmen, und sobald man bemerkt, daß das Zinn fließt, weg mit dem Zinn von der Lötstelle! Den eigentlichen Lötvorgang hält man so kurz wie möglich, meist gelingt eine Lötstelle innerhalb einer Sekunde. Das Zinn sollte die Lötstelle gleichmäßig und sparsam umflossen haben und blank aussehen, dann ist das Ganze gelungen. Da meist Lötzinn mit Kolophoniumseele zum Einsatz kommt, hat hier die Kolophoniumlösung in diesem Fall nichts zu suchen, sie würde die Leiterplatte nur verschmutzen.

Allerdings, sollte es doch einmal passiert sein, daß ein vom Lötkolben herabgefallener Zinntropfen mehrere Leiterzüge kurzschließt, hat es sich bewährt, das Zinn mit gelöstem Kolophonium zu bestreichen oder, einfacher noch, die Lötkolbenspitze kurz in das Kolophonium zu tauchen und dann die Unfallstelle (zwischen den Leiterzügen) mit der Lötkolbenspitze leicht zu berühren. Dann zieht sich das Zinn auf die Lötspitze und auf die Leiterbahnen zurück. Sollten Kolophoniumreste zurückbleiben, entfernt man diese mit einem zuvor in Spiritus getauchten Wattetupfer o. ä. In dieser Situation leistet auch eine Absaugpumpe oder ein Absaugzusatz gute Dienste.

Durchkontaktierungen

Amateur-Computerleiterplatten sind selten als DKL (durchkontaktierte Leiterplatte) ausgeführt, so muß man sich die notwendigen Durchkontaktierungen zwischen beiden Leiterebenen selbst herstellen. Dabei rentiert sich das ständige Sammeln von abgeschnittenen Bauelementeanschlußdrähten! Zum Durchkontaktieren sollte man möglichst Drahtstücke verwenden, die nur straff in das Bohrloch passen. Auf diese Weise ist es nach dem Eindrükken und beidseitigem Abschneiden recht einfach, beide Seiten anzulöten. Was aber, wenn kein solcher Draht vorhanden ist? Meist sind die gesammelten Drähte dünner als benötigt.

Auch dieses Problem läßt sich mit etwas Technologie einfach lösen. Man legt die Platte mit etwas Abstand (z. B. durch die bereits eingelöteten Steckverbinder oder durch Abstandsklötze o. ä.) auf einer ebenen Unterlage ab, natürlich gegen Verrutschen gesichert. Dann geschieht das Bestücken aller Durchkontaktierungen mit genügend langen Drahtstücken, das Abschneiden auf der Oberseite und das Verlöten auf dieser Seite. Nach dem Umdrehen legt man die Leiterplatte direkt auf einer ebenen Unterlage ab, damit die bereits 1seitig angelöteten Drahtstücke nicht herausfallen können, schneidet diese ebenfalls knapp ab und verlötet sie mit möglichst kurzen Lötvorgängen.

Einlöten von Schaltkreisen

Schaltkreise sind bei 2seitigen Leiterplatten meist auch auf der Bestükkungsseite zu verlöten. Oft genug führt der Leiterzug unter die IS, und das Lötauge selbst weist nach dem Bohren kaum noch Kupferfläche auf. In diesem Fall hilft folgendes Vorgehen: Der IS wird nicht bis zur Aufsetzkante der pins in die Leiterplatte eingeführt, sondern nur so weit, daß sie auf der Leiterseite sicher anzulöten sind. Dann führt man zum Löten auf der Bestückungsseite das Lötzinn unter den IS hindurch an die pins und verlötet diese zügig. Dazu ist allerdings die am Anfang erwähnte sehr schlanke Lötspitze notwendig, um nicht die gesamte Wärmeübertragung auf das Zinn über das IS-pin zu realisieren.

Will man das Verlöten von IS-pins auf der Bestückungsseite ganz vermeiden, entweder, um eine eventuelle Demontage einfach durchführen zu können oder weil ein Herankommen mit dem Lötwerkzeug erschwert ist, steckt man zuerst einen sehr dünnen Draht (z. B. eine Ader aus einem Litzenkabel) durch das Bohrloch, verlötet diesen nach Umbiegen mit dem zugehörigen Leiterzug auf der Bestückungsseite, steckt dann erst die IS an ihren Platz und verlötet diese sowie die Drähte auf der Leiterseite. Dabei

ist peinlich darauf zu achten, daß diese Drähte nicht mehr zur Bestükkungsseite herausfallen. Das ist zwar sehr umständlich, kostet auch Zeit, rettet aber im Fehlerfall der Leiterplatte das Leben der entsprechenden IS beim Auslöten.

Apropos Auslöten beidseitig eingelöteter IS! Ein schwieriges Unterfangen, aber auch ohne spezielle Entlötlitze durchaus lösbar. Dazu entfernt man zunächst auf der Leiterseite mit einer Absaugeinrichtung das Zinn an allen Lötaugen, so daß die pins frei im Bohrloch stehen. Anschließend ist das Zinn auf der Bestückungsseite an den pins so gründlich wie möglich abzusaugen. Das gelingt am besten, wenn man die Lötstelle mit der Lötnadel erwärmt und dann das Zinn absaugt. Nun wird der IS aus der Leiterplatte unter Zuhilfenahme der Lötnadel vorsichtig herausgehebelt, die an allen kritischen Punkten nochmals kurz angesetzt wird. Vor dem Einsatz eines neuen IS ist der Bestückungsplatz sorgfältig zu reinigen (Spiritus) und eine Kontrolle auf Zinnpartikel durchzuführen.

Besteht Sicherheit, daß der Schaltkreis einen Defekt aufweist, dann ist es im Interesse der Leiterplatte besser, ihn mit einem spitzen Seitenschneider herauszuschneiden und anschließend die stehengebliebenen pin-Reste mit Lötnadel und Pinzette zu entfernen. Solche pin-Reste nicht wegwerfen, sie sind Retter in der Not, wenn einmal ein EPROM-pin nach dem fünften Steckversuch abgebrochen ist.

Wie macht man Steckverbinder gefügig?

Oft genug bekommt man nicht den richtigen Steckverbinder im Handel, dafür gibt es zwar solche gleicher Bauform, aber nur mit halber Kontaktbestückung, so z. B. 3reihige *K-1520*-Steckverbinder mit nur 2 bestückten Reihen oder nur im halben Raster bestückte 26polige Steckverbinder. Alle EFS-Steckverbinder beruhen auf dem gleichen System. Einzelteile wie die Kontakte sind also austauschbar, und man ist in der Lage, sich benötigte Konfigurationen selbst herzustellen. Die Kontakte sind in die Plastkörper gepreßt und durch leichtes Erwärmen mit dem Lötkolben und gleichzeitiges Herausziehen mit einer Flachzange zu entfernen. Vorher muß man sich aber genau vergewissern, welcher Art und welcher Länge der benötigte Anschluß sein soll (abgewinkelt, gerade, welche Reihe), um auch wirklich einen passenden Kontakt zu erhalten.

Das Einpressen in den neuen Steckverbinder geschieht lediglich mechanisch, indem man den Kontakt mit der Flachzange so weit in den Isolierkörper einpreßt, bis er auf der Vorderseite des Steckverbinders den gleichen Stand hat wie die bereits vorhandenen Kontakte. In diesem Fall bleibt der Lötkolben kalt, da es bei Erwärmung zu unsicherem Sitz der Kontakte im

Isolierkörper kommen kann! Auf die gleiche Weise ist übrigens bei abgebrochenen pins von großen IS-Fassungen zu verfahren.

Steckverbinder sollten vor dem Einlöten unbedingt erst an der Leiterplatte festgeschraubt werden, um eine sichere mechanische Fixierung zu erreichen. Allzuoft passiert es andernfalls, besonders bei »breiten« Steckverbindern, daß diese nach dem Löten nicht in ganzer Breite auf der Leiterplatte aufliegen und damit beim späteren Anschrauben und Stecken unzulässig hoher mechanischer Belastung der Lötaugen ausgesetzt sind, die im Extremfall von den Leiterzügen abgerissen werden können. Gleichfalls sollten Steckverbinder immer geschraubt sein, um o. g. Belastungen der Lötstellen zu vermeiden. Aber bevor ein Steckverbinder eingelötet werden kann, muß man ihn erst einmal »in« der Platine haben!

Oft genug bekommt man Steckverbinder in die Hand, deren Lötanschlüsse verbogen sind. Sie »nach Gefühl« hingebogen zu bekommen ist eine Illusion. In diesem Fall hilft eine kleine Vorarbeit sehr, indem man einen schmalen Streifen mit einer Lochreihe aus einer Universalleiterplatte zum Ausrichten der einzelnen Kontaktreihen benutzt. Der Streifen wird in die vom Isolierkörper aus gesehen 1. Anschlußreihe »eingefädelt«, und anschließend richtet man die Lötanschlüsse mit der Spitz- oder Flachzange so aus, daß sie im Loch der Uni-Platte nicht mehr klemmen, sondern frei darin stehen. Bei Verbindern mit mehr als 2 Reihen wiederholt man diese Prozedur mit jeder Reihe. Da nun mindestens die 1. Reihe stimmt, ist es ein Leichtes, sie in die Leiterplatte, auf der sie zur Anwendung kommt, einzufädeln und die 2. Reihe gegebenenfalls mit einer Pinzette bei leichtem Druck auf den Verbinder »einzusortieren«.

Drum prüfe, was man auf ewig verbindet!

Gerade bei den komplizierten Layouts von Rechnerleiterplatten ist einer sorgfältigen Prüfung erhöhte Aufmerksamkeit zu schenken, sonst geht buchstäblich nichts mehr. Haarrisse in den Leiterzügen und Kurzschlüsse sind mit bloßem Auge kaum erkennbar. Neben einer sorgfältigen Sichtprüfung der Leiterplatte (gegen eine starke Lichtquelle gehalten) bewährt sich ein guter Verdrahtungstester, der auch das Vorhandensein niederohmiger Übergangswiderstände in Verdrahtungen signalisiert, also eine harte Überprüfung der Leiterplatte möglich macht. Der Vielfachmesser als Durchgangsprüfer ermöglicht das nicht! Ohnehin ist das Hantieren mit dem Blick auf den zappelnden Zeiger sehr mühselig. Beim Autor hat sich der Verdrahtungstester aus [1] seit Jahren bewährt (Bild 1). Mit ihm ließ sich bisher noch jedem Leiterplattenfehler auf die Spur kommen. Noch komfortabler ist ein Gerät mit akustischer Anzeige!

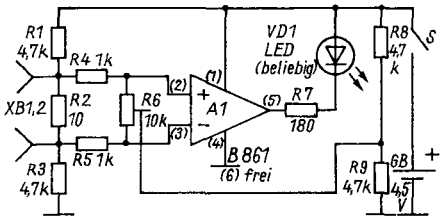


Bild 1
Stromlaufplan für einen Durchgangsprüfer mit Operationsverstärker und Leuchtdiode, der als Verdrahtungstester verwendet wird

Ein Netzteil für den *C 64*

Nach diesen zahlreichen praktischen Tips soll noch eine kleine Hardware-Bauanleitung für den *C 64* folgen. Es passiert schon dem einen oder anderen *C-64*-Besitzer, daß sein Netzteil, vor allem wegen Wärmeschäden, aussteigt. Das ist gerade bei Netzteilen aus Hongkong der Fall. Ein Reparaturversuch ist völlig zwecklos, da diese Netzteile als Wegwerfprodukt gefertigt wurden, indem sie völlig mit Gießharz ausgegossen sind. Da hilft eigentlich nur noch Eigenbau. Und wenn man mehr mit seinem Computer anfangen will, ist das der beste Weg, die Stromversorgung gleich auf Erweiterung auszurichten.

Der *C 64(II)* braucht 5 V Gleichspannung bei 1,7 A und 9 V Wechselspannung bei 1 A, aus der im Computer Hilfsspannungen gewonnen werden. Als Netztransformator kommt ein *M74*-Typ aus dem einheimischen Handel mit den Sekundärspannungen 9–12–15–18 V zum Einsatz. Dieser Typ ist recht verbreitet und bietet genügend Reserven. Die Gewinnung der Wechselspannung 9 V ist recht einfach (Bild 2), lediglich eine Feinsicherung und eine LED unterstützen den Überblick über das Vorhandensein

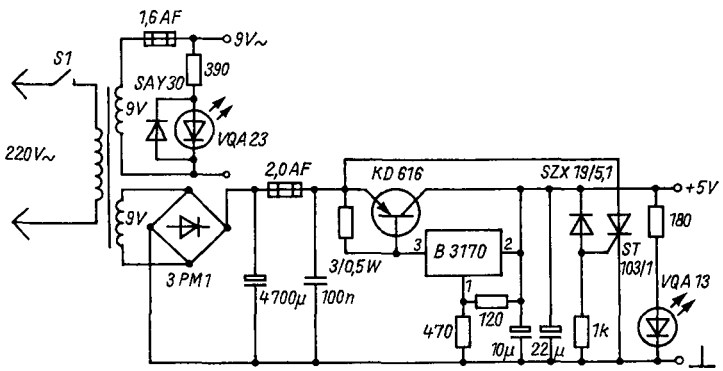


Bild 2 Stromlaufplan einer Stromversorgung für den Heimcomputer C 64II

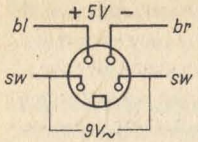


Bild 3
Belegung des Stromversorgungssteckers am C 64II (Blick auf die Kontakte)

dieser Spannung. Die Gleichspannung 5 V gewinnt man durch eine Kombination eines *B 3170 D* mit einem pnp-Leistungstransistor, im Beispiel ein *KD 616*. Der zusätzliche Leistungstransistor übernimmt den größten Teil des Stroms, der *B 3170 D* wird in seiner Normalkonfiguration als Spannungsregler, für 5 V dimensioniert, betrieben. Auch dieser Teil ist separat abgesichert und durch eine LED ergänzt. Der Leistungstransistor ist auf einem auf der Leiterplatte festgeschraubten U-Kühlblech montiert, an das man auch den *B 3170 D* schraubt.

Um bei einem Halbleiterschaden ein unkontrolliertes Hochlaufen der

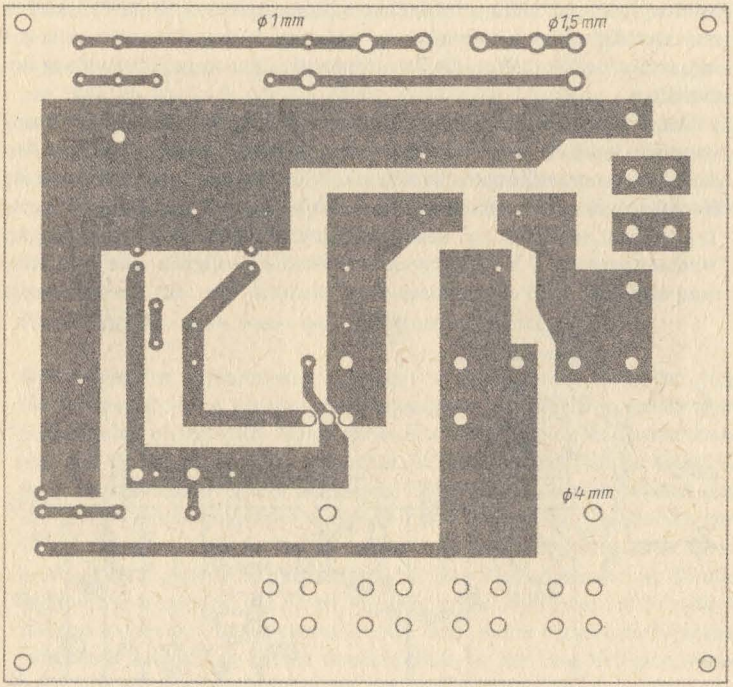


Bild 4 Leiterplattenlayout für die Stromversorgung des Heimcomputers C 64II

Spannung zu vermeiden, wurde dieser Stabilisierungsschaltung eine alte Bekannte hinzugefügt, eine Überspannungssicherung mit Z-Diode und Thyristor. Beim Überschreiten der Z-Spannung am Ausgang der Regelschaltung zündet die Z-Diode den Thyristor, der schließt das Netzteil kurz und löst die Feinsicherung aus. Solch eine nützliche Schaltung sollte man nicht ignorieren, um den wertvollen Computer nicht zu gefährden.

Der Anschluß von Netzkabel und Stromversorgungskabel, welche zuvor vorsichtig aus dem Originalnetzteil nach Entfernen seiner Grundplatte auszubauen sind, geschieht im neuen Netzgerät durch Lüsterklemmen. Weiter erhält das Gerät einen Netzschalter S1, so daß der kleine Originalnetzschalter des Computers künftig entlastet ist und auch der Netzstecker nicht mehr gezogen werden muß. Wer sich einen qualifizierteren Umgang mit Netzspannung zutraut, kann auf der Rückseite des Netzgeräts noch 1 oder 2 Steckdosen montieren und auf diese Weise vom Netzgerät aus auch gleichzeitig Floppy-Laufwerk sowie Monitor einschalten.

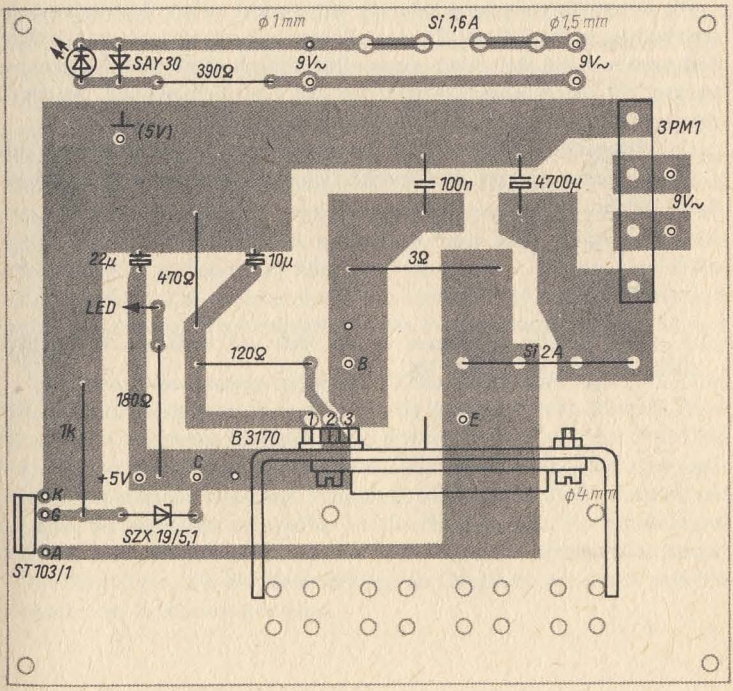


Bild 5 Bestückungsplan der Leiterplatte nach Bild 4

Beide Originalkabel enthalten bereits angegossene Zugentlastungen, die nur noch entsprechende Gehäuseausschnitte erfordern, um sie sicher zu fixieren. Das Gehäuse stellt man aus 3 mm starkem PVC her, in das sich gut Bohrungen und Gewinde für die Verschraubung der Gehäuseteile mit M2-Senkkopfschrauben einbringen lassen.

Besonderes Augenmerk ist auf das Verkabeln der 220-V-Seite im Gerät zu richten. Sorgfältiges Löten, Durchstecken der Kabel durch vorhandene Ösen an Netztransformator und Netzschalter, Überziehen der Leitungsenden mit Isolierschlauch und Festlegen der Leitungen sollte nicht unterlassen werden! Von außen dürfen keinerlei Metallteile berührbar sein.

Aufmerksamkeit muß man auch der Belüftung des Geräts schenken. Bohrungen in der Grundplatte des Gehäuses unterhalb des Kühlblechs und des Transformators, in der Leiterplatte (Bild 4/Bild 5) und ein großflächiger, mit einem Plastziergitter abgedeckter Abzug im Gehäusedeckel gewährleisten eine gute Konvektion. Dazu gehören auch mindestens 10 mm hohe Füße unter das Gerät.

Die Sekundärsicherungen habe ich mit Absicht auf der Leiterplatte untergebracht, da das 1. Gerät für einen Bekannten gebaut wurde und verhindert werden sollte, daß durch einen allzu einfach gemachten Sicherungswechsel bei einem Ausfall Ärgeres für den Computer passiert. So denkt man vielleicht eher über die Ursache des Ausfalls nach.

Das Netzgerät ist leistungsfähig genug, um auch Zusatzbaugruppen am *C 64* betreiben zu können, und bewährt sich seit langer Zeit bereits ohne jeden Ausfall.

Literatur

[1] F. Sichla, Einfache Schaltungen für die Meß- und Prüfpraxis. FUNKAMATEUR 34 (1985), Heft 7, Seite 326.

11 Laufzeittester für *Z 80*-Maschinenprogramme

Dipl. Ing. Jan Bleiß – Y26UD

Einführung

In einigen Fällen ist es erforderlich, Kenntnisse über die Laufzeit von Maschinenprogrammen zu besitzen. Das ist besonders bei zeitkritischen Programmen der Fall. Aber auch, wenn Programmteile sehr häufig durchlaufen werden und man sich um eine Optimierung der Laufzeit bemüht. Um die Laufzeit von Maschinenprogrammen zu ermitteln, kann man im Wesentlichen 2 Wege gehen. Man kann sich die Assemblerliste hernehmen und Befehl für Befehl die Takte auszählen. Das ist ein mühsames Verfahren und von Erfolglosigkeit gekrönt, wenn man zum Beispiel nicht weiß, wie oft bestimmte Schleifen durchlaufen werden oder man viele schöne verschachtelte Schleifen vorliegen hat. Man kann die Laufzeit mit Hardware-Hilfsmitteln messen. Das ist mit erheblichem Aufwand verbunden. Es läßt sich auch (mit geringen Einschränkungen) die Programmlaufzeit mit Software messen.

Es soll nun eine Routine vorgestellt werden, die für eine Anzahl von Programmen ein wertvolles Werkzeug für die Laufzeittestung darstellt. Man kann dieses Programm benutzen, wenn man einen Computer mit *Z 80*-CPU hat. Weiterhin muß der Computer eine CTC aufweisen. Es wurde auf jegliche Zusatzhardware verzichtet. Vorgestellt wird nur der Programmkern, der in allen Rechnertypen verwendbar ist, die die genannten Voraussetzungen erfüllen. Um diesen Kern herum muß man sich seine eigenen Ein-/Ausgaberoutinen legen, die die Bereitstellung der Programmparameter und die Ausgabe der Ergebnisse gestatten.

```
;*****************************************************************
;** LAUFZEIT.COM - Modul zur Bestimmung der Laufzeit von Ma-     **
;** schinenprogrammen                    (c) jbl-soft 2/1988     **
;*****************************************************************
;
        .z80
        .cref
        title   LAUFZEIT.COM
        aseg
        org     0100H
;---------------------------------------------------------------
;IVCTC enthaelt Parameter fuer BC5120
ivctc:  db      0f8h            ;Interruptvektor fuer CTC-Kanal
        db      87h             ;CTC-Betriebsart (Zaehler, VT=0)
        db      10h             ;Teiler 256
        db      81h             ;Reset ausschalten
adctc:  db      0ch             ;CTC-Kanaladresse
knrctc: dw      0               ;CTC-Kanalnummer
restt:  call    ctcini          ;Restart 28h
        ex      (sp),hl         ;Adresse korrigieren
        dec     hl
        ex      (sp),hl
        ret
        pop     hl              ;Stackbereinigung bei rst6
        jp      stptim          ;bei Restart Sprung nach stptim
start:  ds      2,0             ;Eintragung der Teststartadresse
stop:   ds      2,0             ;Eintragung der Teststopadresse
stbyt1: ds      1,0             ;Puffer fuer Byte auf Stopadresse
stbyt2: ds      1,0             ;Puffer fuer Byte auf Startadresse
zeit:   ds      4,0             ;Zaehler Takt/255
puffer: ds      4,0             ;Zwischenregister
anfg:   ds      2,0             ;Eintragung der Programmstartadr.
;
;Notierung (ZEIT).2 bedeutet Inhalt der 2 Byte ab Adresse ZEIT
;---------------------------------------------------------------
lauf:   ld      a,i             ;Programmstart
        ld      h,a             ;Bilden Interruptadresse
        ld      a,(ivctc)
        ld      l,a
        ld      de,(knrctc)     ;Kanalnummer CTC
        sla     e               ;Verschieben ein Bit
        add     hl,de
        add     hl,de           ;reale Interruptadresse
        ld      de,isrctc
        ld      (hl),e
        inc     hl
        ld      (hl),d
        ld      hl,0            ;Initialisieren Zeitzaehler
        ld      (zeit),hl
        ld      (zeit+2),hl
        ld      hl,restt        ;Initialisieren Restartadresse
        ld      de,28h
        ld      bc,12
        ldir
        ld      a,(adctc)       ;Erzeugen CTC-Kanaladresse
        ld      e,a
        ld      a,(knrctc)
        add     a,e
        ld      (adctc),a
        ld      hl,(start)      ;Merken Startadresse, mit Restart
        ld      a,(hl)
```

Bild 1 Listing des Laufzeittesters für Z 80-Maschinenprogramme (1)

```
        ld      (stbyt2),a
        ld      a,0efh
        ld      (hl),a
        ld      hl,(stop)       ;Merken Stopadresse, mit Restart
        ld      a,(hl)          ;belegen
        ld      (stbyt1),a
        ld      a,0f7h
        ld      (hl),a          ;Restart initialisiert
        ld      hl,(anfg)       ;Sprung zum Testprogrammanfang
        jp      (hl)            ;
;
ctcini: push    af
        push    bc
        push    hl
        ld      hl,(start)
        ld      a,(stbyt2)
        ld      (hl),a          ;Rueckgabe Startadresse
        ld      b,4
        ld      hl,ivctc
        ld      a,(adctc)
        ld      c,a
        otir                    ;                               Takte
        pop     hl              ;                               (10)
        pop     bc              ;                               (10)
        pop     af              ;                               (10)
        ret                     ;                               (10)
;       INTERRUPT                                               (19)
isrctc: push    de              ;ISR fuer CTC                   (11)
        push    hl              ;Retten benutzte Register       (11)
        ld      hl,(zeit+2)     ;NWT des Zeitzaehlers           (16)
        ld      de,1            ;fuer Increment                 (10)
        add     hl,de           ;                               (11)
        ld      (zeit+2),hl     ;                               (16)
        jr      c,isrct1        ;Uebertrag                      (7/12)
isrct2: ei                      ;Interruptfreigabe              (4)
        pop     hl                                              (10)
        pop     de                                              (10)
        reti                                                    (14)
isrct1: ld      hl,(zeit)       ;NWT des Zeitzaehlers           (16)
        ld      de,0                                            (10)
        adc     hl,de           ;Uebernahme des Uebertrages     (15)
        ld      (zeit),hl       ;                               (16)
        push    hl              ;                               (11)
        pop     hl              ;                               (10)
        push    hl              ;                               (11)
        pop     hl              ;                               (10)
        jr      isrct2          ;                               (12)
;                               ;Takte gesamt:                  (139
;                                                               /254)
;Berechnung der gestopten Zeit:
;
; ((ZEIT).4*256)+(LT*16)-((ZEIT+2).2*139)-((ZEIT).2*128)-85
;
stptim: ld      a,(adctc)       ;Stoppen, Zeitberechnung        (13)
        ld      c,a             ;                               (4)
        nop                     ;Zeit fuer letzten Interrupt    (4)
        nop                     ;                               (4)
        nop                     ;                               (4)
        nop                     ;                               (4)
        in      d,(c)           ;Holen letzten Taktzaehler      (12)
        di                      ;Sperren weitere CTC-Interrupts
```

Bild 2 Listing des Laufzeittesters für Z 80-Maschinenprogramme (2)

Das Programm

Für die Messung der Programmlaufzeit mit Software gibt es mehrere Wege. Der genaueste ist, das Programm befehlsweise abzuarbeiten, wobei jeder Befehl mit Tabellen im Speicher mit einer Taktzahl belegt wird, die dann in einem Taktzähler summiert werden. Das Verfahren hat einen Fehler von 0 Takten, weist aber den entscheidenden Nachteil auf, daß es selbst eine erhebliche Laufzeit hat:
Laufzeit = Takte der abgearbeiteten Befehle * Takte des Testers,
wobei die Taktzahl des Testers wegen der vielen notwendigen Vergleiche sehr hoch ist. Verwendet man jedoch eine CTC als Zeitgeber und nimmt einen geringen Fehler in Kauf, kann man sich eine Routine programmieren, die erheblich schneller ist:
Laufzeit = Takte der abgearbeiteten Befehle * 2,21.

Der Faktor von rund 2,21 ist programmspezifisch und hängt vom Verhältnis der Taktzahl einer Interruptserviceroutine für die messende CTC zur Taktzahl ab, die überhaupt zwischen 2 CTC-Interrupts möglich ist.

Ein Kanal der CTC wird also für die Messung der Programmlaufzeit benötigt. Dieser Kanal arbeitet im Zeitgebermodus. Bei der im Programm vorhandenen Initialisierung wird nach 256 Takten ein Interrupt ausgelöst und ein 32-bit-Zähler für die Anzahl der Interrupts inkrementiert. Die Tabelle enthält eine Zusammenstellung von verwendbaren CTC-Kanälen in unterschiedlichen Rechnertypen. Die Interruptvektoren und Kanaladressen lassen sich jeweils unter der Voraussetzung übernehmen, daß diese Kanäle und Vektoren nicht von dem zu testenden Programm verwendet werden. Sonst kann das zu testende Programm alle CPU-Register und alle vom CTC-Kanal unterschiedlichen Kanäle benutzen. Außerdem dürfen die Restartadressen 28H und 30H nicht belegt sein. Das Programm benötigt die im folgenden beschriebenen Parameter:

(ANFG) – Auf dieser Adresse startet das zu testende Programm.
(START) – Auf dieser Adresse legt man eine Adresse ab, auf der der Test starten soll.
(STOP) – Das ist die Adresse, auf der der Meßvorgang abgebrochen wird.
(ADCTC) – Adresse des Kanals 0 der benutzten CTC.
(IVCTC) – Interruptvektor für CTC.
(KNRCTC) – Kanalnummer der CTC (wichtig für Bildung der Interrupt- und Kanaladresse).

Die Einsprungadresse ist LAUF. Nach dem Aufruf von LAUF werden die benötigten Arbeitszellen initialisiert. Anschließend wird die CTC gestartet und in das zu testende Programm gesprungen. Auf die Adresse (STOP) wird ein RST6-Befehl gelegt. Der ursprüngliche Inhalt dieser Adresse wird in

```
        ld      a,3             ;
        out     (c),a           ;Ruecksetzen CTC, Korrekturtakte
        ld      a,16
        sub     d               ;letzte Takte in A (LT)
        ld      de,0
        ld      hl,(zeit)
        push    de
        push    hl
        ld      hl,(zeit+2)
        call    add32b
        ld      b,7
        call    mul             ;DEHL=(ZEIT+2).2)*128
        push    de
        push    hl
        ld      b,3
        ld      hl,(zeit+2)
        ld      de,0
        call    mul
        call    add32b          ;DEHL=(ZEIT+2).2*136
        push    de
        push    hl
        ld      b,2
        ld      hl,(zeit+2)
        ld      de,0
        call    mul
        call    add32b          ;DEHL=(ZEIT+2).2*140
        ld      bc,0
        push    bc
        ld      bc,(zeit+2)
        push    bc
        call    sub32b          ;DEHL=(ZEIT+2).2*139
        push    de
        push    hl
        ld      b,7
        ld      de,0
        ld      hl,(zeit)
        call    mul
        call    add32b          ;DEHL=(ZEIT).2*128+(ZEIT+2)*139
        push    de
        push    hl
        ld      de,0
        ld      hl,96           ;85 Takte auf naechste 16 aufgerundet
        call    add32b          ;DEHL=Gesamttaktkorrektur
        push    de
        push    hl
        ld      hl,(zeit+2)
        ld      de,(zeit)
        ld      b,8
        call    mul
        push    de
        push    hl
        ld      de,0
        ld      l,a
        ld      h,0
        ld      b,4
        call    mul             ;DEHL=LT*16
        call    add32b          ;DEHL=LT*16 + (ZEIT.4)*256
        call    sub32b          ;DEHL=Taktzahl gesamt (binaer)
ende01: ei
        ret                     ;Programmende
;
```

Bild 3 Listing des Laufzeittesters für Z 80-Maschinenprogramme (3)

Tabelle Verwendbare CTC-Kanäle in unterschiedlichen Rechnertypen

Rechnertyp	CTC-Kanal	Adresse	benutzt durch
PC 1715	CTC 0	08H	V.24 Betriebstakt (113)
möglicher Interruptvektor auf F7F8H (SCPX, CP/A)			
BC 5120	CTC 0	0CH	unter SCPX u. CP/A frei
möglicher Interruptvektor auf F7F8H (SCPX, CP/A)			
KC 85/1	CTC 0	88 H	Kassettentreiber
KC 85/3	CTC 0	8CH	Tonausgabe/Kassettentreiber
möglicher Interruptvektor auf 1D4H-1E3H			
AC 1	CTC 0	00H	frei
möglicher Interruptvektor auf 1888H			

eine Speicherzelle (STBYTE) abgelegt und nach dem Erreichen der Zeitberechnungsadresse, die von Adresse 30H aus angesprungen wird, wieder auf (STOP) eingetragen. Dieses Rückschreiben geschieht auch, wenn die Routine mit einem Überlauffehler endet.

Das Laufzeittestprogramm kehrt mit einer Eintragung in den Registern DE und HL in das aufrufende Programm zurück. Dabei sind 3 Fälle möglich. Wenn das Programm fehlerfrei durchlaufen, das heißt, eine Programmlaufzeit von 2 hoch 24 Takten nicht überschritten wurde, steht in den Registern DE und HL die Anzahl der benötigten Takte in binärer Form. Dabei enthält DE den höherwertigen Teil. In [6] läßt sich nachlesen, wie man aus der Binärzahl in DEHL mit dem Computer eine Dezimalzahl machen kann.

Wie schon angedeutet, darf die Zeit von START bis STOP nicht größer als 2 hoch 24 Takte werden, sonst gibt es beim Ermitteln der Taktzahl mit der Routine STPTIM einen Überlauffehler. In solch einem Fall wird von einem Fehler-Handler in die Register DE und HL der Wert OFFFFH eingetragen. Der Handler für den Überlauf beim Rechnen steht ab der Adresse UELRKT. Wem diese Fehlerbehandlung nicht gefällt, der kann dort etwas anderes generieren.

Fehlerbetrachtung

Bei dem verwendeten Meßverfahren für die Laufzeit läßt sich ein systematischer Fehler nicht ausschließen. Eine Fehlerursache ist die, daß die CTC im Zeitgebermodus (wenn als Signalquelle intern der Systemtakt verwendet wird) durch den Vorteiler bedingt als geringste Auflösung für die gemessene

```
mul:    sla     l               ;Multiplikation DEHL*(2**(B))
        rl      h
        rl      e
        rl      d
        jr      c,mul1          ;Ueberlauf
        djnz    mul
        ret
mul1:   ld      hl,uelrkt       ;Rueckkehradresse fuer Ueberlauf
        ex      (sp),hl
        ret
;
uelrkt: ld      hl,0ffffh       ;Reaktion auf Ueberlauf (Beispiel)
        ld      de,0ffffh
        jr      ende01
;
add32b: pop     bc              ;32-Bit Addition (SP+2).4+DEHL
        ld      (puffer),bc     ;Rueckkehradresse merken
        pop     bc
        add     hl,bc
        ex      de,hl
        pop     bc
        adc     hl,bc
        ex      de,hl
        jr      c,uelrkt        ;Ueberlauf
        ld      bc,(puffer)
        push    bc
        ret
;
sub32b: pop     bc              ;32-Bit Subtraktion DEHL-(SP+2).4
        ld      (puffer),bc
        pop     bc
        or      a               ;CY=0
        sbc     hl,bc
        ex      de,hl
        pop     bc
        sbc     hl,bc
        ex      de,hl
        ld      bc,(puffer)
        push    bc
        ret
        end
```

Bild 4 Listing des Laufzeittesters für Z 80-Maschinenprogramme (4)

Taktzahl 16 Takte bietet. Das bedeutet, daß man erst bei Taktzahlen über 1600 einen Meßfehler kleiner 1 % erhält. Das Programm korrigiert die gemessenen Takte um die Taktzahl, die nach CTC-Initialisierung bzw. Rücksprung bis zum Lesen des letzten Zählerstands von ihm selbst benötigt werden, sowie die Takte, die die Interruptserviceroutine benötigt.

Unübersichtlich wird die Situation, wenn in der Hardware WAIT-Zyklen bei Speicherzugriffen erzeugt werden. Das ist in manchen Geräten der Fall, besonders, wenn mit Anfallbauelementen bestückt wurde, die mit dem Systemtakt nicht mithalten. Da jedes Befehlsholen mit Speicherzugriff verbunden ist, muß man in solch einem Fall wissen, ob das auf die Speicherbereiche zutrifft, auf denen die Interruptserviceroutine liegt. Dann hilft nur, die Taktkorrektur im Unterprogramm STPTIM entsprechend zu verändern. Das ist sehr mühsam. Wenn man das jedoch durchsteht, bekommt man den Laufzeittester gleich für sein Gerät zugeschnitten, d. h., die bei der Pro-

grammabarbeitung der zu testenden Routine auftretenden WAITS werden mitgemessen.

Der auftretende Meßfehler erhöht sich, wenn im zu testenden Programm Interrupts auftreten, die höher priorisiert sind als der zur Messung benutzte CTC-Kanal (kleinere CTC-Kanalnummer oder Peripherieschaltkreis liegt in der Prioritätenkette höher). Die dann vom CTC-Kanal abhängende Interruptanforderung wird zwar nach dem nächsten EI-Befehl (wenn die CTC auch wieder priorisiert ist) bearbeitet, vergehen bis dahin aber mehr als 256 Takte, dann fehlen diese im Endergebnis.

Zusammenfassung

Der Laufzeittester ist ein praktisches Werkzeug, wenn man die genannten Einschränkungen berücksichtigt. Sein größter Vorteil ist der geringe Aufwand für die Realisierung. Er läßt sich an unterschiedliche Programme anbinden, so z. B. auch an BASIC-Programme, um die Laufzeit einzelner Abschnitte messen zu können (das erfordert aber zusätzlichen Aufwand). Am genauesten und effektivsten arbeitet er mit Maschinenprogrammen, die länger als 1600 Takte arbeiten und bei denen keine Interrupts auftreten.

Literatur

[1] Autorenkollektiv, Der PC 1715. Berlin 1987.

[2] Autorenkollektiv, Systemhandbuch KC 85/3. VEB Mikroelektronik »Wilhelm Pieck« Mühlhausen.

[3] Autorenkollektiv, Systemhandbuch KC 85/1. VEB robotron Meßelektronik »Otto Schön« Dresden.

[4] »Eine Uhr für den AC1«, FUNKAMATEUR, Heft 7/86, Seite 316ff.

[5] Kieser/Meder, Mikroprozessortechnik. Berlin 1985.

[6] Lampe/Jorke/Wengel, Algorithmen der Mikrorechentechnik. Berlin 1983.

12 »REMKILL« – ein Maschinenkodeprogramm in einer nachladbaren BASIC-Zeile

Hans-Peter Falken

Das Maschinenkodeprogramm »REMKILL« löscht aus einem BASIC-Programm für *KC*-Kleincomputer alle Kommentare und unnötigen Leerzeichen. So wird aus der gut lesbaren Archivversion eine deutlich kürzere Arbeitsversion, die sogar etwas schneller läuft. Die Verkürzung ist wichtig bei Programmen, die viel Speicherplatz erfordern (Dateiprogramme!), oder bei Computern, die wenig Speicherplatz (evtl. auch noch RAM-BASIC!) anbieten. Außerdem spart man auf diese Weise Platz auf dem Magnetband und Zeit beim Einlesen.

»REMKILL« ist an keinen festen Speicherplatz gebunden und als MC-Programm 188 Byte lang. Zunächst testet es, mit welchem Interpreter das BASIC-Programm geladen wurde. Dann wird aus der Zeile WSP+221 die Adresse geholt, ab der »REMKILL« wirken soll. WSP+221 ist eine Notizzelle des BASIC-Interpreters [1], nach dem BASIC-Start steht in ihr immer die Adresse des Programmanfangs. Nun wird Byte für Byte des Nutzerprogramms getestet und entweder in die verkürzte Fassung übertragen oder – falls nicht erforderlich – übergangen. Findet »REMKILL« das Endekennzeichen (3 aufeinanderfolgende Null-Bytes), werden die entsprechenden Notizzellen des Interpreters eingestellt (WSP+215 bis WSP+219, s. Tabelle), danach geschieht der Rücksprung. Das alles dauert für 16 KByte Originalprogramm weniger als 1 s.

Um die Handhabung des Programms zu erleichtern und vor allem, um das Programm in derselben Version auf allen *KC 85* und dem *Z 1013* (auch mit RAM-BASIC) lauffähig zu halten, wurde »REMKILL« in eine BASIC-Zeile verpackt. Die Möglichkeit, MC-Programme in der BASIC-Zeile 0 unterzubringen, ist inzwischen recht bekannt [1], [2]. Bei näherem Hinsehen stellt sich allerdings eine Frage: Wenn »REMKILL« dem Nutzerprogramm nachgeladen wird (nur so ist es sinnvoll!), an welcher Stelle steht es dann im Speicher? Die Startadresse muß man schon kennen!

Tabelle Verwendete Notizzellen des BASIC-Interpreters

Name/ Länge	Symbol. Adresse	Adr. bei ROM-BASIC	Funktion
RSTLOC 3 Byte	WSP	768/3ØØH	Sprungbefehl zum Warmstart des BASIC-Interpreters
SVARPT 2 Byte	WSP + 215	983/3D7H	Anfangsadresse der Liste der Variablen (Standard: Programmende)
DVARPT 2 Byte	WSP + 217	985/3D9H	Anfangsadresse der Liste der Feldvariablen
FSLPTR 2 Byte	WSP + 219	987/3DBH	erste freie Adresse nach der Liste der Feldvariablen
RDPTR 2 Byte	WSP + 221	989/3DDH	Adresse des DATA-Statements, kann mit »RESTORE n« auf das Nullbyte vor der Zeile n gestellt werden!

Mit RAM-BASIC-Interpreter gelten folgende Adressen für WSP:
KC 85/1: 11ØØ8 / 2BØØH;
KC 85/2: 1Ø752 / 2AØØH;
Z 1Ø13: 11ØØ8 / 2BØØH

Allgemein ist das folgendes Problem: Der Interpreter soll während des Programmlaufs erkennen, auf welcher Adresse eine Zeile mit einer bestimmten Zeilennummer beginnt. Man braucht dafür kein Unterprogramm zu schreiben, das muß er sowieso können, u. a. für die Abarbeitung des RESTORE-Befehls! Leider ist RESTORE in fast allen Programmierhandbüchern unvollständig oder gar falsch beschrieben. RESTORE n setzt den DATA-Zeiger (das ist die schon erwähnte Notizzelle WSP+221, bei ROM-BASIC also 989/990) auf das Null-Byte vor der Zeile n, und zwar ganz unabhängig von der Existenz irgendwelcher DATA-Elemente. Auf das Null-Byte folgen der Zeiger auf die Folgezeile (»Link-Pointer«, 2 Byte) und die Zeilennummer (hexadezimal, 2 Byte). Wenn man nun noch WSP, die Anfangsadresse des Notizspeichers des Interpreters, kennt, dann kann man leicht die Adresse des MC-Programms ermitteln. Deshalb wird am Anfang von »REMKILL« bei den für WSP in Frage kommenden Adressen geprüft, ob dort 195 steht, auf der Adresse WSP steht nämlich stets C3H = 195.

So beginnt das BASIC-Programm »REMKILL«:

```
65431 REMKILL nachladen, dann RUN 65432
65432 W=768: IF NOT DEEK(W)=195 THEN W=10752
: IF NOT DEEK(W)=195 THEN W=11008
Die Adresse des MC-Anfangs ergibt sich so:
65433 RESTORE 65435: MC=DEEK(W+221)+5
```

Nun wird ein zusätzliches Endekennzeichen vor Zeile 65431 gesetzt:

: RESTORE 65431: DOKE DEEK(W+221)+1,0

Der DATA-Zeiger muß zurückgestellt werden:

65434 RESTORE

Nach Aufruf des MC-Programms kann END, aber auch RUN oder LIST usw. stehen. (Nur: Eigentlich hat sich das Programm »REMKILL« gerade selbst gelöscht! Ein GOTO-Sprung etwa klappt nur noch »nach vorn« oder ins Nutzerprogramm!).

: CALL MC: CLS: LIST

In Zeile 65435 steht dann das MC-Programm von »REMKILL«. In dieser Form kann man das BASIC-Programm »REMKILL« dem Nutzerprogramm einfach mit CLOAD »REMKILL« nachladen und – falls das Nutzerprogramm keine Zeilennummer über 65430 enthält – mit RUN 65432 starten.

Beginnt eine Zeile des Original-Nutzerprogramms mit DATA *, dann bleibt sie unangetastet. Sollen die ersten Zeilen (der Programmkopf) vollständig bleiben, gibt man in Zeile 65434 statt RESTORE z. B. RESTORE 200 ein, damit ist Zeile 200 die 1. Zeile, die durch REMKILL bearbeitet wird. Achtung! Wenn man beim Editieren in Zeile 65435 kommt, sofort ›BRK‹ oder ›STOP‹ oder ›S4/K‹ drücken! ›ENTER‹ zerstört das MC-Programm! Für den Fall, daß eine Kommentarzeile Sprungziel ist (Pfui!), bleiben alle Zeilennummern von Kommentarzeilen im Programm, sie belegen jeweils 5 Byte. Wenn man ganz sicher ist, daß keine dieser Zeilen Ziel von GOTO (THEN/ELSE), GOSUB, LIST, EDIT, DELETE, RUN oder RESTORE ist, kann man noch im EDIT-Modus immer nur ›ENTER‹ drücken, dann verschwinden auch diese Zeilennummern.

Wie bekommt man nun die Bytes des MC-Programms in Zeile 65435? Für diese wie für jede andere Arbeit mit Computern gibt es natürlich ein Programm. Das BASIC-Programm »MC-Zeile« läuft auf allen Kleincomputern *KC 85* und *Z 1013*, auch mit RAM-BASIC. Es ermöglicht die Übertragung von MC-Programmen aus DATA-Zeilen (dort hexadezimal kodiert) in eine BASIC-Zeile beliebiger Zeilennummer, und ist mit anderen DATA-Elementen allgemein verwendbar. Nach Abarbeitung ist das gesamte Programm gelöscht, und im Speicher steht nur noch die Zeile mit dem MC-Programm.

Stellt man den Daten für das MC-Programm die Hexadezimalzahlen 83, 2A, 3A und 9C voran, werden daraus die BASIC-Token für »DATA * :!«, und die Adrese des MC-Teils ergibt sich im Nutzer-BASIC-Programm nach RESTORE n aus NB=DEEK(WSP+221): MC=NB+9. Die 1. DATA-Zeile wird zur »MC-Zeile«, sie kann durchaus am Programmanfang stehen und damit auch eine beliebige Zeilennummer erhalten. Wichtig ist nur, daß alle DATA-Elemente unmittelbar aufeinanderfolgen, und daß die Liste mit »00« abgeschlossen wird. Die Länge des MC-Teils spielt keine Rolle.

```
1 !     *********************************
2 !     ** "MC-ZEILE" ******************
3 !     *********************************
4 !     H.P.Falken,             27.4.1987
5 !
6 WINDOW: CLS: WINDOW 1,23,0,31          :! Darstellung von 8 Byte pro Zeile
7 !
9 ! ------------------------------------------------------------------------
10 !   ** Test, ob RAM/ROM-Interpreter **
20 WSP=768:    IF PEEK(WSP)=195 THEN 70 :! ROM-BASIC-Interpreter
30 WSP=10752: IF PEEK(WSP)=195 THEN 70 :! KC 85/2 mit RAM-BASIC-Interpreter
40 WSP=11008                           :! KC 85/1 oder Z 1013 mit RAM-BASIC
50 !
59 ! ------------------------------------------------------------------------
60 !   ** Manipulation der "MC-Zeile" **
70 RESTORE65435:NB=DEEK(WSP+221):A=NB+5:! Anfangsadresse fuer MC- Programm
80 FOR I=0 TO 10000                    :! Endwert soll nie erreicht werden!
90     READ H$: PRINT " ";             :! Hexzahl aufnehmen
100    D=0: FOR J=1 TO 2               :! zweistellige Umwandlung
110      Z=ASC(MID$(H$,J))-48          :! hexadezimal -> dezimal
120      IF Z>9 THEN Z=Z-7
130      D=D*16+Z
140    NEXT J: POKE A+I,D              :! in "MC-Zeile" eintragen
150    KS=KS+D                         :! Kontrollsumme bilden
160 IF D>0 THEN PRINT H$;" ";: NEXT I  :! bei Nullbyte Ausstieg
170 !
179 ! ------------------------------------------------------------------------
180 !   ** Vollzugsmeldung **
190 PRINT:PRINT:PRINT I;"Byte in Zeile":! Anzahl der Bytes
200 Z=DEEK(NB+3): IF Z<0 THEN Z=Z+65536:! verwendete Zeilennummer
210 PRINT:PRINT Z;"uebertragen.":PRINT
220 PRINT" Kontrollsumme:";KS
230 !
239 ! ------------------------------------------------------------------------
240 !   ** Programmende einstellen **
250 DOKE A+I+1,0                       :! Endekennzeichen setzen
260 DOKE NB+1,A+I+1                    :! Zeilenzeigerkorrektur
270 DOKE WSP+215,A+I+3                 :! Programmendezeiger
280 WINDOW: DELETE 1,300
290 !
299 ! ------------------------------------------------------------------------
300 !   ** MC- Programm  **
65435 DATA C5,D5,E5,F5,AF,6F,3E,C3,26,03,BE,28,07,26,2A,BE
65436 DATA 28,02,26,28,AF,47,0E,DD,09,E5,5E,23,56,13,62,6B
65437 DATA D5,13,13,23,AF,BE,20,1A,E1,77,23,77,23,D1,06,06
65438 DATA 1B,10,FD,06,03,7D,12,13,7C,12,13,10,F8,F1,E1,D1
65439 DATA C1,C9,23,ED,A0,ED,A0,2B,23,7E,FE,20,28,FA,FE,83
65440 DATA 20,17,ED,A0,7E,FE,2A,20,1F,AF,ED,A0,BE,20,FB,ED
65441 DATA A0,C1,7B,02,03,7A,02,18,B7,FE,8E,28,04,FE,9C,20
65443 DATA 07,AF,23,BE,20,FC,18,E7,7E,FE,3A,20,19,ED,A0,2B
65444 DATA 23,AF,BE,1B,28,D9,13,7E,FE,20,28,F4,1B,FE,8E,28
65445 DATA E0,FE,9C,28,DC,13,FE,20,20,03,23,18,DB,FE,22,20
65446 DATA 13,ED,A0,AF,BE,20,06,3E,22,12,13,18,B2,7E,FE,22
65447 DATA 20,EF,18,04,AF,BE,28,A7,ED,A0,18,BC,00, REMKILL
```

Bild Listing von »MC-ZEILE« mit DATA-Elementen für das MC-Programm »REMKILL«

Das Bild zeigt das vollständige Listing von »MC-ZEILE« mit DATA-Elementen für das MC-Programm »REMKILL«. Wenn nach dem Lauf die Kontrollsumme 21210 ausgegeben wird, hat man höchstwahrscheinlich alle DATA-Elemente richtig eingetippt. Ziel des Beitrages war neben der Verbreitung von 2 interessanten *KC*-Programmen die Darstellung einer leistungsfähigen Programmiermethode, nämlich der Unterbringung von MC-Programmen ohne Null-Byte in BASIC-Zeilen beliebiger Zeilennummer, der Anfertigung sowie des Aufrufs solcher Programmteile.

Seit längerem bewährt sich auch das Programm KOMPRI, das genau so wie REMKILL eingesetzt wird und zusätzlich alle überflüssigen Zeilennummern entfernt. Die BASIC-Zeilen werden dadurch u. U. sehr lang, das Programm ist nicht mehr uneingeschränkt editierbar, aber das kann ja auch ein Vorteil sein.

Es ist damit zu rechnen, daß in Kürze auch eine Version zur Verfügung steht, die (MSX-kompatible) Basic-Programme für den Bildungscomputer *A5105* bearbeiten kann. Ich bin bereit, diese Listings in jeden frankierten Umschlag zu stecken.

(H. P. Falken, Leibnizstr. 18, Leipzig, 7010)

Literatur

[1] H. Völz, Universelle Nutzung des BASIC-Interpreters. Mikroprozessortechnik 1 (1987), Heft 7, Seite 221ff.

[2] H. Völz, BASIC für Fortgeschrittene. Rundfunkkurs, u. a. Jugendradio DT 64, 16. 4. 1988, und dazugehörendes Begleitmaterial.

13 Transistor-Leistungsverstärkerstufen für den VHF/UHF-Bereich

Siegmar Henschel – Y22QN

In diesem Beitrag sollen einige praktisch erprobte Leistungsverstärkerschaltungen für Linearbetrieb (SSB) im 2-m- und 70-cm-Amateurband für unterschiedliche Ausgangsleistungen vorgestellt werden. Alle Stufen sind so konzipiert, daß sie sich kaskadieren lassen, wodurch sich ein Nachbau wesentlich vereinfacht. Beim Aufbau von HF-Leistungsverstärkern müssen jedoch einige Grundlagen beachtet werden, und der verwendete Transistor muß den elektronischen Anforderungen genügen.

Transistoren

Um eine ausreichende Leistungsverstärkung zu erreichen, sollte bei der Wahl des Transistors auf die Transitfrequenz f_T geachtet werden. Sie stellt das Produkt aus HF-Stromverstärkung (β) und Meßfrequenz (f_M) im Frequenzbereich $f > f \cdot \beta$ dar. Da f_T amplitudenabhängig ist, ergibt sich auch eine amplitudenabhängige Stromverstärkung. Bei der Transistorauswahl sollte $f_T \geq 2 \cdot f_{Betrieb}$ sein. Bei sowjetischen HF-Leistungstransistoren wird oft noch der Wert I_{Ckrit} angegeben, er stellt den Kollektorstrom dar, bei dem die f_T-Frequenz auf den 0,71fachen Wert von f_{Tmax} abgefallen ist. Beim Betrieb muß man darauf achten, daß I_{CM} kleiner I_{Ckrit} ist. Für die zu erwartende HF-Ausgangsleistung muß man auch die Verlustleistung des Transistors beachten. Im angegebenen Frequenzbereich liegt der Wirkungsgrad kaum über 50 %. Weiter ist die HF-Sättigungsspannung ($U_{CEsatHF}$) zu beachten. Sie liegt im Bereich von 1,5 bis 4 V und begrenzt den linearen Aussteuerbereich und beeinflußt den Wirkungsgrad. Für Linearverstärker größerer Ausgangsleistung (> 5 W) sollten daher nur Transistoren für 28 V Betriebsspannung eingesetzt werden.

Anpassungsnetzwerke

Die Eingangs- und Ausgangsimpedanzen des Transistors sind an die Schaltung anzupassen, für den Amateurfunk werden ausschließlich Schmalbandanpaßschaltungen verwendet. Der Wellenwiderstand der Leitungen liegt zwischen 50 und 75 Ω, der Realteil des Transistoreingangswiderstands weist einige Ohm auf, je nach Transistortyp. Bei Transistoreingangswiderständen größer 1 Ω genügt 1stufige Transformation (C_{e1}, C_{e2}, L_e in Bild 1).

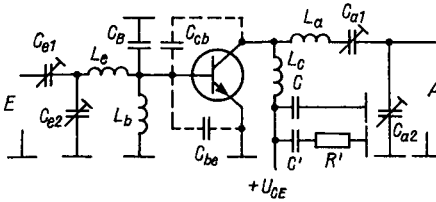


Bild 1
Prinzipstromlaufplan für einen HF-Leistungsverstärker

Mit C_B wird die Leitungsinduktivität des Transistoreingangs für den betreffenden Frequenzbereich kompensiert. Die Betriebsgüte der Anpaßschaltungen sollte zwischen 5 und 10 liegen. Bei kleineren Eingangswiderständen ist in 2 Schritten zu transformieren. Der Ausgangswiderstand des Transistors kann als Widerstand

$$R_{(Po)} = \frac{U_{CE}^2}{P_o}$$

betrachtet werden, der über eine Transformationsschaltung (L_a, C_{a1}, C_{a2}) an den Ausgang angepaßt wird. Berechnungsgrundlagen für diese Anpaßschaltungen sind z. B. in [1] und [2] enthalten.

Entkopplung

Die Versorgungsspannung kann nicht über beliebig ausgewählte Impedanzen zugeführt werden, dadurch treten parasitäre Schwingungen auf, die weit unterhalb der Betriebsfrequenz liegen. Der Arbeitsbereich von HF-Leistungstransistoren liegt gewöhnlich in einem Bereich, in dem die Stromverstärkung annähernd umgekehrt proportional zur Betriebsfrequenz ist, d. h., bei niedrigen Frequenzen steigt die Verstärkung an. Der Transistor bildet mit L_b und L_c in Verbindung mit C_{cb} einen *Hartley*-Oszillator. Wenn die Bedingung

$$\frac{L_b}{L_c} > \beta \frac{C_{Cb}}{C_{be}}$$

erfüllt ist, arbeitet die Schaltung stabil. Ebenso muß die Versorgungsspannung für alle Frequenzen gut abgeblockt werden, das wird durch Parallelschalten unterschiedlicher Kondensatoren erreicht. *C* in Bild 1 bewirkt das Abblocken hoher Frequenzen, sein Wert beträgt für 145 MHz etwa 100 bis 300 pF, für 435 MHz sind etwa 50 bis 150 pF vorzusehen. In diesem Frequenzbereich sollten Chipkondensatoren eingesetzt werden. Für eine gute Entkopplung für den unteren Frequenzbereich (kleiner 100 MHz) haben sich sehr kurz eingelötete Elektrolytkondensatoren (Tantal-Tropfen) im Kapazitätsbereich von 0,5 bis 10 µF bewährt. Bei Tantal-Kondensatoren sollte die Betriebsspannung der doppelten angelegten Gleichspannung entsprechen. Eine zusätzliche Abblockung mit Scheibenkondensatoren *C'* (Epsilan) im Kapazitätsbereich von 10 bis 100 nF verbessert die Siebwirkung. Um störende Eigenresonanzen zu unterdrücken, ist diesem Kondensator ein Bedämpfungswiderstand *R'* von 1 bis 10 Ω in Reihe zu schalten.

Arbeitspunktstabilisierung

Soll der Leistungsverstärker als Linearverstärker arbeiten, so ist ein Kollektorruhestrom von etwa 10 % des Kollektorstroms bei Vollaussteuerung einzustellen. Die Basisspannungsquelle muß für Linearbetrieb so niederohmig sein, daß sich bei Ansteuerung die Basisvorspannung nicht ändert. Bild 2 zeigt eine temperaturstabilisierte Spannungsquelle, wie sie für kleine Lei-

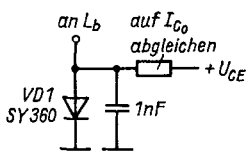


Bild 2
Temperaturstabilisierte Spannungsquelle zur Erzeugung der Basisvorspannung für Linearbetrieb bei kleiner Ausgangsleistung; VD1 ist mit dem HF-Leistungstransistor in thermischen Kontakt zu bringen

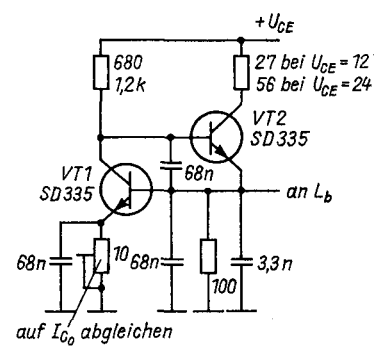


Bild 3
Basisspannungserzeugung für große Ausgangsleistung des HF-Linearverstärkers. VT1 ist mit dem HF-Leistungstransistor in thermischen Kontakt zu bringen

stungen bis etwa 10 W verwendbar ist. Bei größeren Basisströmen muß die Spannungsquelle für die Basisspannungserzeugung niederohmiger werden, Bild 3 zeigt eine bewährte Schaltung.

VT1 wirkt als Temperaturfühler und muß mit dem Leistungstransistor thermischen Kontakt haben. Weitere Einzelheiten siehe »Abgleich«.

Kühlflächen

Für die Abführung der Verlustleistung der Transistoren sind ausreichende Kühlflächen vorzusehen. Die in den Transistoren entstehende Verlustleistung ist mindestens ebenso groß wie die erzeugte Hochfrequenzleistung. Auf guten Wärmekontakt zwischen Transistor und Kühlfläche ist dabei zu achten, die Bohrungen müssen frei von Grat sein und die Transistoren mit der ganzen Fläche plan auf dem Kühlkörper aufliegen. Zur Verbesserung des thermischen Kontakts sollte zwischen Transistor und Kühlfläche Wärmeleitpaste *(Cenupaste)* aufgetragen werden.

Vorsicht!

Cenupaste ist ein guter Isolator und von Steck- oder Relaiskontakten nicht wieder zu entfernen!

Hinweise zur Dimensionierung von Kühlflächen sind in [3] enthalten.

Antennenanschluß

Die HF-Verbindungskabel müssen die zu erwartenden Ströme übertragen können, wobei auch auf eine gute, dauerhafte Masseverbindung der Außenleiter der Koaxialkabel zu achten ist. Große Übergangswiderstände führen zu Fehlanpassungen und können durch Mantelwellen TVI oder BCI hervorrufen. Die Leistungsverstärkerstufe muß man auch allseitig abschirmen. In einem getrennt davon abgeschirmten Gehäuse ist ein Tiefpaßfilter zur Vermeidung von Oberwellenabstrahlung in die Antennenleitung einzuschleifen. Das Antennenrelais muß die zu erwartende HF-Leistung übertragen können. Für Leistungen über 10 W haben sich aus Schutzgasrohrkontakten (Geko-Relais) aufgebaute Koaxialrelais gut bewährt. In [4] ist ein Aufbauvorschlag dafür vorgestellt.

Stromversorgung

Bei Leistungsendstufen höherer Ausgangsleistung ist die Betriebsspannungszuführung den zu erwartenden Strömen anzupassen. Sollen die Lei-

stungsverstärker am Kfz-Bordnetz betrieben werden, muß die Stromversorgungsleitung zur Vermeidung von Störungen aus dem Bordnetz ein Siebglied erhalten. Zum Betreiben von Leistungsverstärkern (größer 50 W) aus dem Netz sind die Siebmittel den zu erwartenden Strömen anzupassen. Bei B-SSB-Betrieb schwankt die Stromaufnahme zwischen I_{C0} und I_{Cmax}, die Betriebsspannung darf jedoch 0,5 U_{CEmax} nicht überschreiten. Es sind also entsprechende Stabilisierungsmaßnahmen durchzuführen.

Mechanischer Aufbau

Für den Aufbau aller Verstärkerstufen bis etwa 50 W Ausgangsleistung ist doppeltbeschichtetes *Cevausit* mit 1,5 mm Stärke geeignet. Um eine möglichst kurze Verdrahtung zu erreichen, bestückt man auf der Leiterseite. Die Metallfläche der Rückseite wirkt als Massefläche. Alle gekennzeichneten Punkte auf der Leiterseite sind mit 1,5-mm-Cu-Draht durchzukontaktieren. Die Montage des Transistors geschieht nach Bild 4. Der Verstärker ist in ein allseitig schließendes Gehäuse einzusetzen. Die Betriebsspannung führt man über Durchführungskondensatoren oder Durchführungsfilter zu. Bei mehrstufigen Verstärkern sollte man nicht mehr als 30 dB Verstärkung in einem Gehäuse unterbringen (Verkopplungsgefahr). Der gesamte Leistungsverstärker bildet mit dem Kühlkörper eine Baueinheit und ist so zu montieren, daß die beim Betrieb entstehende Verlustwärme ungehindert abgestrahlt werden kann.

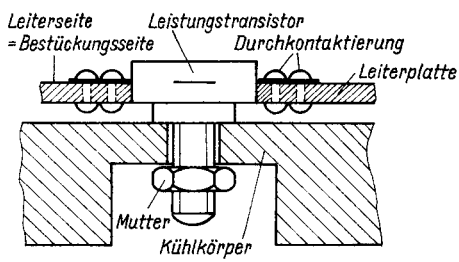


Bild 4
Montage des Leistungstransistors auf der Leiterplatte. Der Transistor muß gratfrei und plan auf dem Kühlkörper aufsitzen

Anforderungen an das Steuersignal

Das Steuersignal, das einem Leistungsverstärker zugeführt wird, muß den gesetzlichen Bestimmungen entsprechen, d. h., alle abweichenden Signale müssen gegenüber dem Nutzsignal mehr als 60 dB gedämpft sein. Leistungsverstärkerstufen mit einer 3-dB-Bandbreite von etwa 50 MHz tragen

zur Selektion nicht bei. Außerdem dürfen die Intermodulationsprodukte bei nichtreellem Abschluß, wie ihn jede Verstärkerstufe darstellt, nicht ansteigen. Gegebenenfalls ist zwischen Steuersender und Leistungsverstärker ein ohmsches Dämpfungsglied zu schalten, um den Steuersender immer an einer konstanten Last arbeiten zu lassen. Zur Nebenwellenunterdrückung ist in [5] ein 3stufiges Bandpaßfilter für Steuerleistung kleiner 2 W dargestellt. Sollte die Selektion des Filters nicht ausreichen, ist ein 4stufiges Bandpaßfilter nach Bild 5 unmittelbar dem Sendeumsetzer nachzuschalten. Bild 6 zeigt die gemessene Selektionskurve dieses Filters.

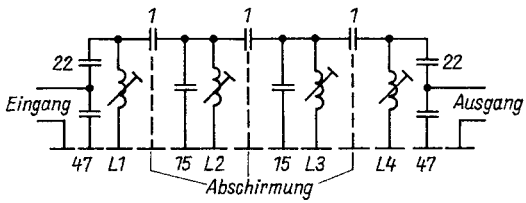


Bild 5 Bandpaßfilter, wie es nach der Sendefrequenzaufbereitung in den Signalweg zur Leistungserhöhung eingeschleift sein sollte. L1...L4 – 3,5 Wdg., 0,5-mm-CuAg, Spulenkörper T1 (5 mm Durchmesser), Spulenlänge 6 mm, Alu-Kern 4 mm

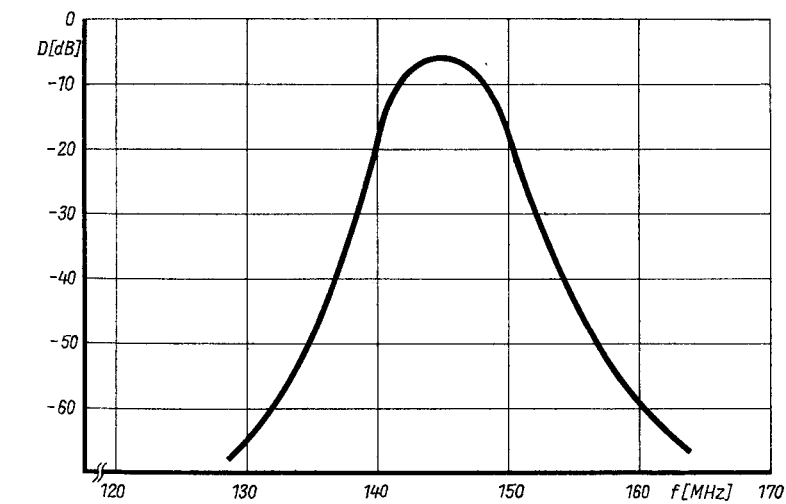


Bild 6 Selektionskurve des Bandpaßfilters nach Bild 5

Verstärkerschaltungen

Nach dem Grundsätzlichen nun einige erprobte Verstärkerschaltungen. Bild 7 zeigt einen 2stufigen Linearverstärker mit 0,5 W Ausgangsleistung und etwa 32 dB Verstärkung für das 2-m-Band. VT1 arbeitet in A-Betrieb und liefert etwa 15 dB Verstärkung. Über das Anpassungsnetzwerk *C4*/*C5* wird die verstärkte HF in VT2 eingekoppelt. VT2 arbeitet in B-Betrieb, mit VD1 wird der Arbeitspunkt thermisch stabil gehalten. VT2 erhält eine Kühlfahne von 25 mm × 80 mm, die man unterhalb der Leiterplatte anordnet, VD1 muß in der Nähe von VT2 thermischen Kontakt zur Kühlfahne haben. Infolge der hohen Ausgangsimpedanz von VT2 ist eine doppelte Transformation im Ausgangskreis erforderlich (*L3*, *C9*, *C10*, *L4* und *C11*). Die maximal erreichbare Ausgangsleistung für CW- oder FM-Betrieb beträgt 0,8 W bei einer Betriebsspannung von 12,6 V.

Die Selektion von Leistungsverstärkerstufen ist relativ gering. Dieser HF-Verstärker hat eine -1-dB-Bandbreite von 135 bis 153 MHz. Ein −3-dB-Verstärkungsabfall ist bei 125 bzw. 170 MHz meßbar. Diese Werte sollen nur nochmals die Notwendigkeit eines nebenwellenfreien Steuersignals für die Leistungsverstärker darlegen.

Bild 8 zeigt einen HF-Verstärkerbaustein, der je nach Transistorbestükkung eine Leistungsverstärkung von 6 bis 12 dB und Ausgangsleistungen von 2 bis 40 W liefern kann. Dieser Verstärker ist auf einer 60 mm × 100 mm großen doppeltkaschierten *Cevausit*-Leiterplatte untergebracht. Bild 9 zeigt die Anordnung der Bauelemente. Bei einer Ausgangsleistung größer 10 W sollte man zur Basisspannungserzeugung die Schaltung nach Bild 3 einsetzen, deren Aufbau auf einer Lochrasterplatte vorgenommen werden kann. Für Ausgangsleistungen kleiner 5 W sind für das Auskoppelnetzwerk (*C4*/*C5*) keramische Scheibentrimmer verwendbar. Bei größeren Ausgangsleistungen sind Lufttrimmer (z. B. *8206*) oder eine Kombination von keramischem Rohrkondensator und Lufttrimmer einzusetzen.

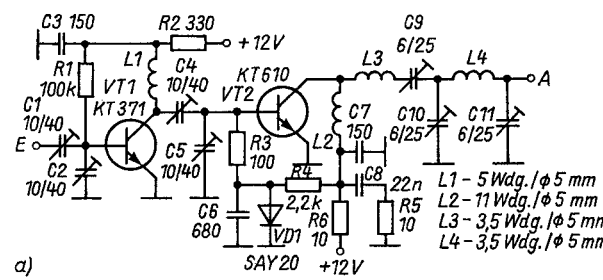
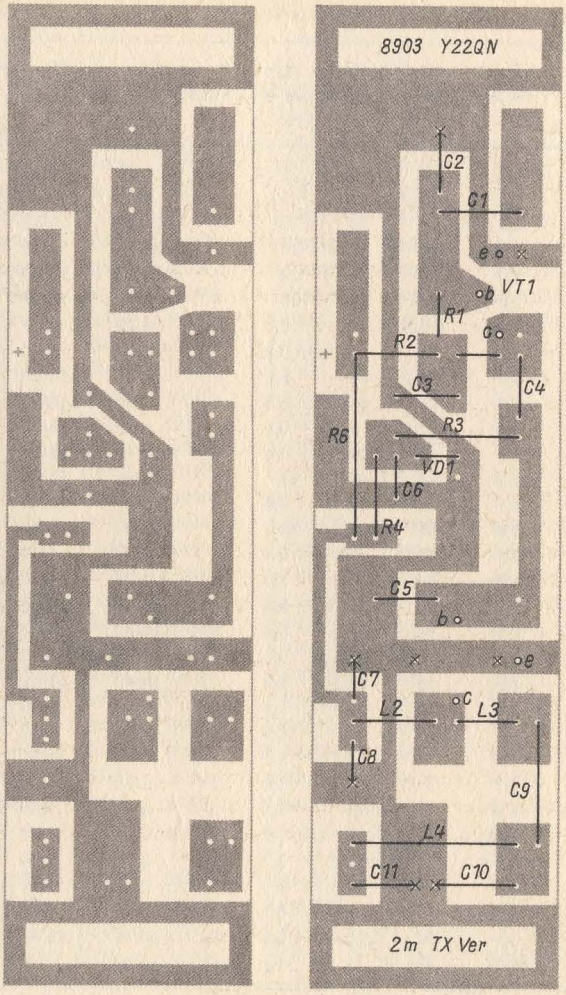


Bild 7 2stufiger 2-m-Linearverstärker mit 0,5 W HF-Ausgangsleistung



(b) *(c)*

Bild 7 Leiterplattenlayout (b); mit Bestückung auf der Leiterseite; für VT2 Kühlfläche 25 mm × 80 mm, VD1 muß thermischen Kontakt mit der Kühlfläche haben (x= durchkontaktieren) (c)

Tabelle 1 Transistoren für VHF/UHF-Sender-Endstufen (Bild 8 – 2-m-Betrieb)

VT 1	U_{CE} in V	I_C in A	P_{tot} in W	P_a in W	P_{in} in W	V_p in dB	$C1$ in pF	$C2$ in pF
KT 904	28	0,6	5	6	1	8	4/30	4/30
KT 907	28	1,0	13,5	11	3,5	6	6/30	6/30
KT 909A	28	2,0	25	20	10	8	10/40	10/60
KT 909B	28	4,0	50	40	20	7	10/40	10/60
KT 909W	28	2,0	25	15	10	7	10/40	10/60
KT 909G	28	4,0	50	30	20	6	10/40	10/60
KT 920A	12,6	0,5	5,0	2	0,3	9	4/20	6/30
KT 920B	12,6	1,0	10	5	0,8	9	4/20	6/30
KT 920W	12,6	3,0	25	20	6,5	6	10/40	10/60
KT 920G	12,6	3,0	25	15	5,0	6	10/40	10/60
KT 922A	28	0,8	8	5	0,5	12	4/20	6/30
KT 922B	28	1,5	20	20	3,6	6	10/40	10/60
KT 922W	28	3,0	40	40	10	7	10/40	10/60
KT 922G	28	1,5	20	17	3,6	7	10/40	10/60
KT 922D	28	3,0	40	35	10	6	10/40	10/60
KT 925A	12,6	0,5	5,5	2	0,3	11	4/20	6/30
KT 925B	12,6	1,0	11	5	1,0	9	4/20	6/30
KT 925W	12,6	3,3	25	20	6,6	8	10/40	10/60
KT 925G	12,6	3,3	25	15	5,0	8	10/40	10/60
KT 934A	28	0,5	7,5	3,5	0,1	15	10/40	6/30
KT 934B	28	1,0	15	13,5	1,0	11	10/40	10/60
KT 934W	28	2,0	30	20	1,5	11	10/40	10/60
B3-12	12,6	—	—	3	0,3	12	4/20	6/30
B12-12	12,6	—	—	12	1,5	8	10/40	10/60
BLY 59	28	0,5	11,6	7	1,0	8	4/30	6/30
BLY 60	28	1,0	23	13	3,5	6	6/30	6/30
BLY 87A	12,6	1,25	17,5	8	1,0	10	2,5/20	4/60
BLY 88A	12,6	2,5	32	16	2,7	8	2,5/20	4/60
BLY 89A	12,6	5,0	70	30	7	7	2,5/20	4/60
BLY 91A	28	0,75	17,5	8	0,5	12	10/40	10/60
BLY 92A	28	1,5	32	15	1,5	10	10/40	10/40
BLY 93A	28	3,0	70	25	3,1	9	10/40	10/40

2 N 3375 siehe BLY 59; 2 N 3632 siehe BLY 60

Für größere Ausgangsleistung als in Tabelle 1 angegeben, eignen sich Transistoren nach Tabelle 2.

Bild 10 zeigt einen Schaltungsvorschlag für einen Leistungsverstärker mit einer Ausgangsleistung größer 40 W. Um die thermische Belastung des Auskoppelnetzwerks (*C7*...*C9*) gering zu halten, empfiehlt sich ein Auftrennen

*C*3 in pF	*C*4 in pF	*C*5 in pF	*L*1 Wdg./Ø/ Draht	*L*2 Wdg./Ø/ Draht	*L*3 Wdg./Ø/ Draht	*L*4 Wdg./Ø/ Draht
entf.	4/30	4/30	3/8/1,0	HF-Dr.	HF-Dr.	4/8/1,0
entf.	6/30	6/30	1/10/1,0	HF-Dr.	15/4/1,0	3/12/1,5
2 × 47	10/40	10/40	0,5/6/1,5	6/4/0,5	2,5/7,5/1,5	4,5/7,5/1,5
2 × 47	10/40	10/40	1/10/0,6	6/4/0,5	2/10,5/1,5	3/8/1,5
2 × 47	10/40	10/40	0,5/6/1,5	6/4/0,5	2,5/7,5/1,5	4,5/7,5/1,5
2 × 47	10/40	10/40	1/10/0,6	6/4/0,5	2/10,5/1,5	3/8/1,5
47	10/40	10/40	2/7/0,5	7/5/0,5	2,5/7/1,0	5/7/1,0
47	10/40	10/40	2/7/0,5	7/5/0,5	2,5/7/1,0	5/7/1,0
2 × 47	10/40	10/40	0,5/6/1,5	6/4/0,5	2,5/7/1,5	4,5/7,5/1,5
2 × 47	10/40	10/40	0,5/6/1,5	6/4/0,5	2,5/7,5/1,5	4,5/7,5/1,5
47	10/40	10/40	2/7/0,5	7/5/0,5	2,5/7,5/1,0	5/7/1,0
2 × 47	10/40	10/40	0,5/6/1,5	6/4/0,5	2,5/7,5/1,5	4,5/7,5/1,5
2 × 47	10/40	10/40	0,5/6/1,5	6/4/0,5	2,5/7,5/1,5	4,5/7,5/1,5
2 × 47	10/40	10/40	0,5/6/1,5	6/4/0,5	2,5/7,5/1,5	4,5/7,5/1,5
2 × 47	10/40	10/40	0,5/6/1,5	6/4/0,5	2,5/7,5/1,5	4,5/7,5/1,5
47	10/40	10/40	2/7/0,5	7/5/0,5	2,5/7/1,0	5/7/1,0
47	10/40	10/40	2/7/0,5	7/5/0,5	2,5/7/1,0	5/7/1,0
2 × 47	10/40	10/40	0,5/6/1,5	6/4/0,5	2,5/7,5/1,5	4,5/7,5/1,5
2 × 47	10/40	10/40	0,5/6/1,5	6/4/0,5	2,5/7,5/1,5	4,5/7,5/1,5
47	10/40	10/40	2/7/0,5	7/5/0,5	2,5/7/1,0	5/7/1,0
2 × 33	10/40	10/40	0,5/6/1,5	6/4/0,5	2,5/7/1,5	4,5/7,5/1,5
2 × 47	10/40	10/40	0,5/6/1,5	6/4/0,5	2,5/7/1,5	4,5/7,5/1,5
47	10/40	10/40	2/7/0,5	7/5/0,5	2,5/7/1,0	5/7/1,0
2 × 47	10/40	10/40	0,5/6/1,5	6/4/0,5	2,5/7,5/1,5	4,5/7,5/1,5
entf.	4/30	4/30	3/8/1,5	HF-Dr.	HF-Dr.	4/8/1,5
entf.	6/30	6/30	1/10/1,0	HF-Dr.	15/4/1,0	3/12/1,5
47	4/60	4/60	0,5/6/1,5	HF-Dr.	2,5/6/1,5	4,5/6/1,5
47	4/60	4/60	0,5/6/1,5	HF-Dr.	2,5/6/1,5	2,5/6/1,5
2 × 47	8/120	10/100	0,5/6/1,5	HF-Dr.	3,5/6/1,5	1/6/1,5
2 × 47	10/40	10/40	0,5/6/1,5	6/4/0,5	2,5/7,5/1,5	4,5/7,5/1,5
2 × 47	10/40	10/40	0,5/6/1,5	6/4/0,5	2,5/7,5/1,5	4,5/7,5/1,5
2 × 47	10/40	10/40	1/10/0,5	HF-Dr.	2/10,5/1,5	3/8/1,5

in mehrere kleine Kapazitäten. Der Basisspannungserzeugung ist besonderes Augenmerk zu schenken, sie darf auch bei einer Belastung von 1 bis 2 A Basisstrom vom Verstärkertransistor nicht schwanken. Weiterhin ist beim Aufbau darauf zu achten, daß der HF-Ausgangsstrom in den Bereich von 1 A gelangt. Bei 28 V Betriebsspannung und etwa 50 % Wirkungsgrad muß

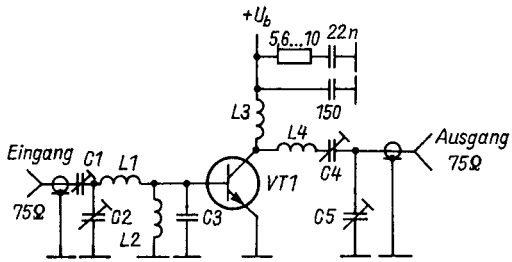


Bild 8 Stromlaufplan eines HF-Leistungsverstärkers für unterschiedlichen Transistortypen nach Tabelle 1 (C1...C5/L1...L4 s. Tabelle)

das Netzteil etwa 150 W abgeben können. Der Kühlkörper ist der zu erwartenden Verlustleistung anzupassen. Setzt man an Stelle des Transistors eine Senderöhre (z. B. *SRL 460*) ein, so kann eine Ausgangsleistung von 250 W erzielt werden, die Verstärkung liegt bei 14 bis 16 dB. Den guten HF-Eigenschaften des Röhrenbetriebs steht jedoch viel Mechanik (Druckluftkühlung) sowie eine Hochspannung von 1,5 bis 2 kV gegenüber.

Abschließend noch einige Linearverstärkerschaltungen für das 70-cm-Amateurband. Auch im 70-cm-Band ist auf ein nebenwellenfreies Steuersignal zu achten. Bild 11 zeigt den 2stufigen Linearverstärker nach Bild 7, dimensioniert für das 70-cm-Amateurband. Infolge der höheren Betriebsfrequenz bei gleicher Halbleiterbestückung sinkt die Verstärkung auf etwa 20 dB. Die Ausgangsleistung für Linearbetrieb beträgt etwa 0,3 W. Sonst gilt das für Bild 7 Gesagte auch für diese Schaltung.

In Bild 12 ist ein 2stufiger Linearverstärker mit etwa 3 W Ausgangsleistung und 22 dB Verstärkung dargestellt. Beide Stufen arbeiten im B-Betrieb; für so kleine Ausgangsleistungen kann man die Basisspannungsstabilisierung in der angegebenen Form vornehmen. Die Dioden VD1 bis VD3 sollen thermischen Kontakt mit den angegebenen Bauelementen aufweisen. Der Arbeitspunkt jeder Stufe wird mit *R*2 bzw. *R*3 auf den angegebenen Ruhestrom eingestellt. Für VT1 und VT2 sind Kühlflächen vorzusehen, um die entstehende Verlustwärme abzuführen. Zur weiteren Leistungsanhebung auf die Leistungsklasse größer 10 W zeigt Bild 13 einen Schaltungsvorschlag. Mit einem *KT 934B* ist bei 7 dB Leistungsverstärkung eine Ausgangsleistung von 11 W bei 24 V Betriebsspannung erreichbar. Ein in gleicher Schaltung eingesetzter *KT 934W* liefert bei 6 dB Verstärkung etwa 22 W Ausgangsleistung, wobei *C*3 und *C*5 in je 27 pF zu ändern sind. Mit *R*1 und eventuell Aussuchen von VD1 ist der Arbeitspunkt für B-Betrieb einzustellen.

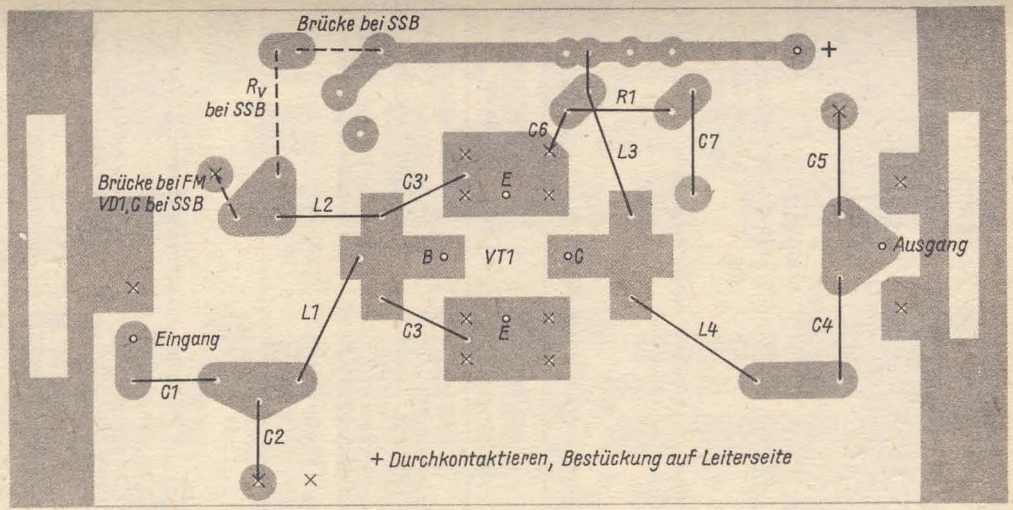


Bild 9 Aufbauvorschlag für den HF-Leistungsverstärker nach Bild 8

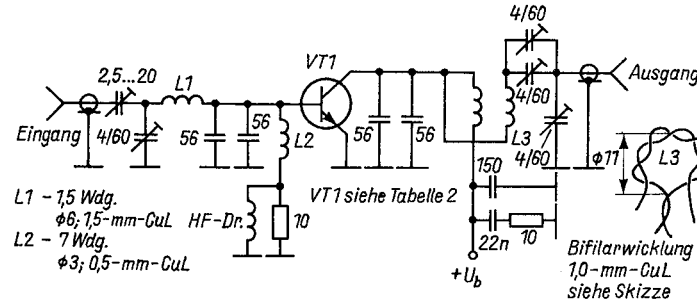


Bild 10 Stromlaufplan für einen Leistungsverstärker höherer Ausgangsleistung (Transistoren s. Tabelle 2)

Tabelle 2 VHF/UHF-Endstufentransistoren (Bild 10)

VT 1	V_{CE} in V	P_a in W	P_{in} in W	V_p in dB
BLY 90	12,6	50	16	5
BLY 94	28,0	50	10	7
KT 960	12,6	40	15	7
KT 930 A	28,0	40	6	12
KT 930 B	28,0	75	10	11
KT 931 A	28,0	80	20	3,5
KT 958	12,6	50	10	8

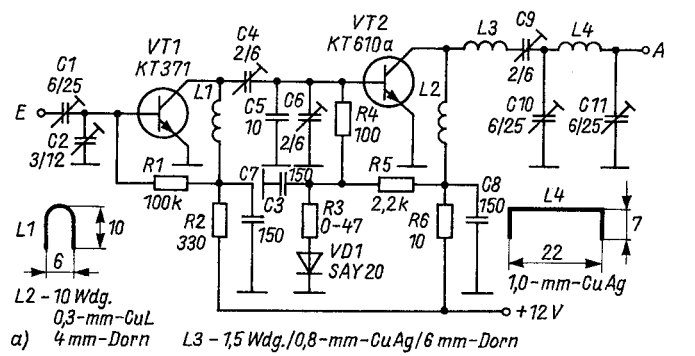


Bild 11 2stufiger 70-cm-Linearverstärker mit 0,3 W HF-Ausgangsleistung

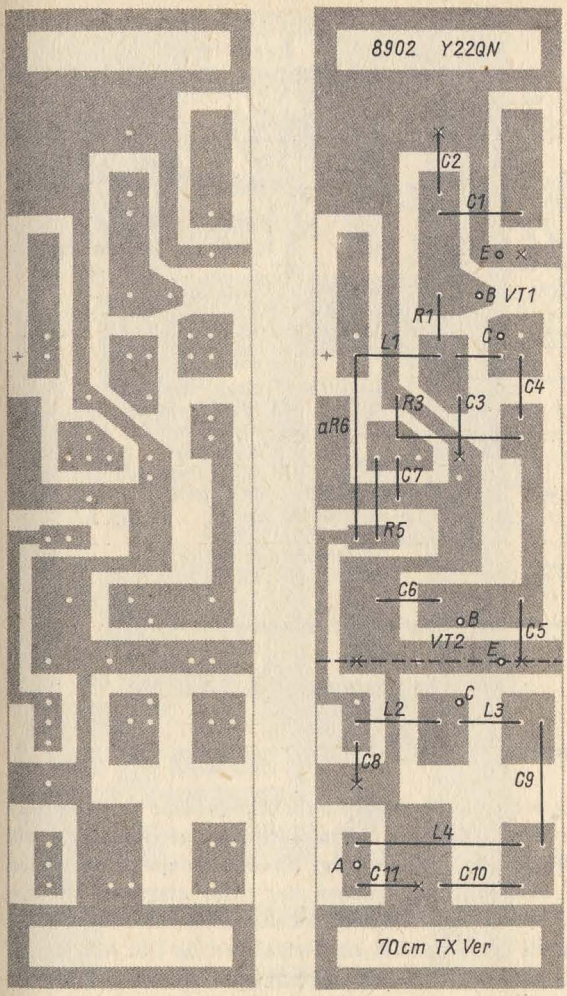


Bild 11 Leiterplattenlayout (b); mit Bestückung auf der Leiterseite; für VT2 Kühlfläche 25 mm × 80 mm, VD1 muß thermischen Kontakt auf der Kühlfläche haben (x = durchkontaktieren) (c)

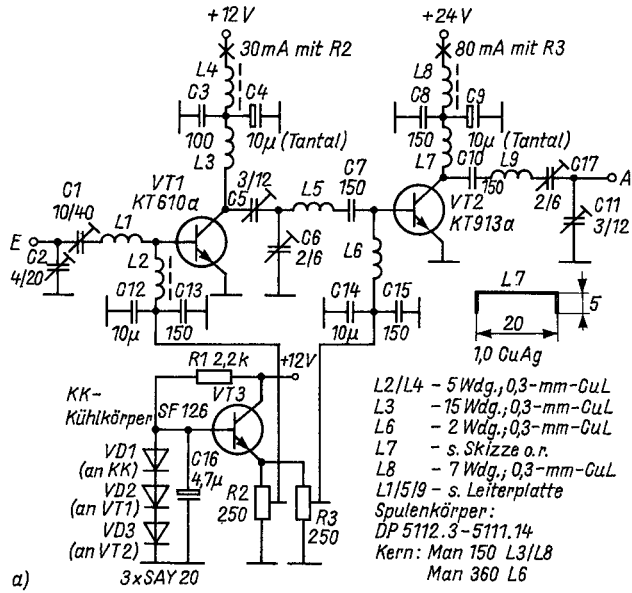


Bild 12 2stufiger 70-cm-Linearverstärker mit 3 W Ausgangsleistung (a)

Hybridverstärker

Von der Industrie werden in Dickschichttechnik aufgebaute Verstärkerbausteine angeboten. Diese Verstärker haben einen angepaßten Eingang und Ausgang, meist für 50 oder 75 Ω ausgelegt. Sie sind für einen bestimmten Frequenzbereich konzipiert und können nur dafür eingesetzt werden.

Für die äußere Beschaltung ist nur ein Abblockkondensator für die Betriebsspannung sowie gegebenenfalls ein Tiefpaßfilter für den Ausgang erforderlich. In [6] wird ein Hybrid-Verstärkermodul mit dem Transistor *KT 934* vorgestellt.

Ausgangsfilter

Wenn den Linearverstärkerstufen spektral saubere Signale zugeführt werden, entstehen bei der Verstärkung nur Oberwellen, die sich durch geeig-

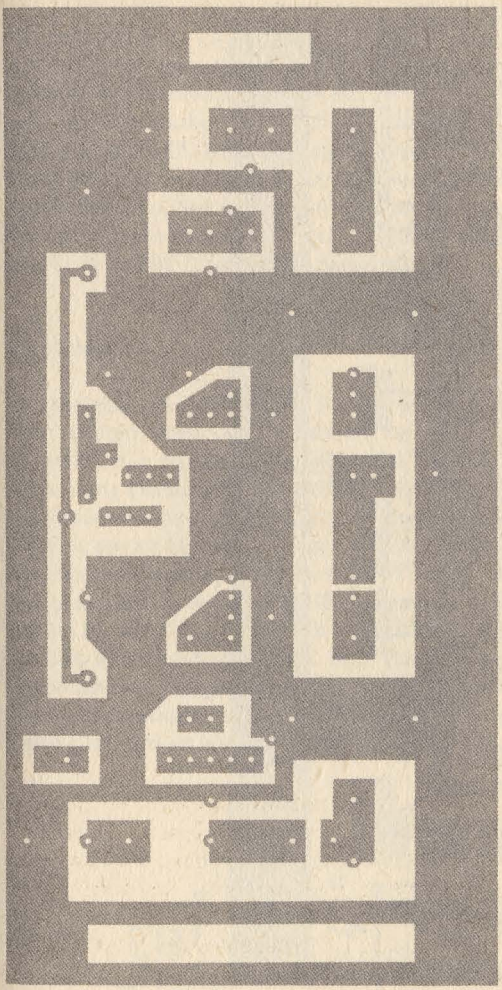


Bild 12 Leiterplattenlayout (b)

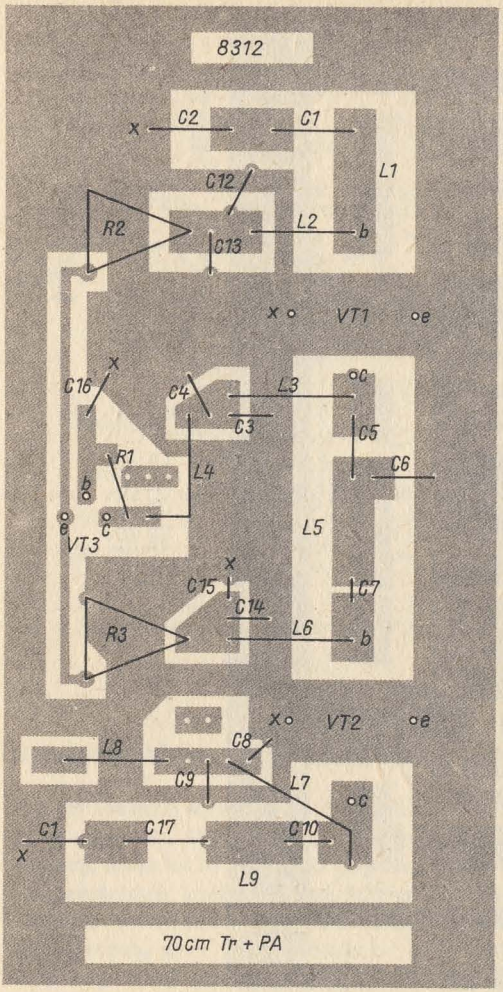


Bild 12 Bestückung auf der Leiterseite (x= durchkontaktieren) (c)

nete Maßnahmen unterdrücken lassen. Ein Tiefpaßfilter für das 145-MHz-Amateurband ist in [5] dargestellt. Es sollte an keinem Senderausgang fehlen, um die Nebenwellenunterdrückung, wie sie gesetzlich gefordert wird, zu erfüllen. Ein einfaches Bandpaßfilter für das 70-cm-Amateurband läßt sich aus Koaxialkabel nach Bild 14 herstellen. Die Durchgangsdämpfung beträgt etwa 0,5 dB. Bei entsprechend ausgewähltem Koaxialkabel können damit beliebige Leistungen übertragen werden. Bild 15 zeigt die damit erreichte Selektion. Soll der Bereich oberhalb 650 MHz stärker gedämpft werden, ist noch ein Tiefpaßfilter nach Bild 16 nachzuschalten. Die Gesamtselektion ist in Bild 15 gestrichelt dargestellt.

Abgleich

Der Abgleich von Endstufen für FM-Betrieb ist in [5] ausführlich dargelegt. Beim Abgleich eines Linearverstärkers für SSB-Betrieb läßt sich dieser impulsmäßig, d. h. mit kleiner Belastung der Transistoren, durchführen. In [7] wurde dazu ein Schaltungsvorschlag veröffentlicht. Zur Ansteuerung des SSB-Steuersenders wird ein Impulsgenerator mit variablem Tastverhältnis benötigt, der als Modulator für den SSB-Sender arbeitet. Dieser Generator läßt sich mit einem *B 555 D* nach Bild 17 leicht realisieren. Als optimale Frequenz wurden etwa 200 bis 250 Hz ermittelt. Die Impulslänge liegt optimal bei 200 bis 250 µs und ist mit P1 einstellbar. Weitere Einzelheiten sind aus Bild 17 zu ersehen. Bild 18 zeigt einen geeigneten Demodulator zur Auswertung des Ausgangssignals. Wichtig ist, daß der Tiefpaß mit C_L, L_S und C_S das demodulierte Signal nicht verfälscht. Die angegebene Dimensionierung hat sich als gut erwiesen.

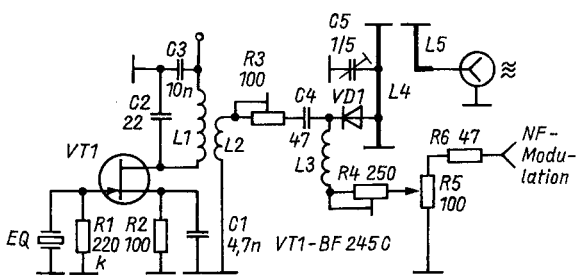


Bild 13 70-cm-Leistungsverstärker für Ausgangsleistungen größer 10 W (a)

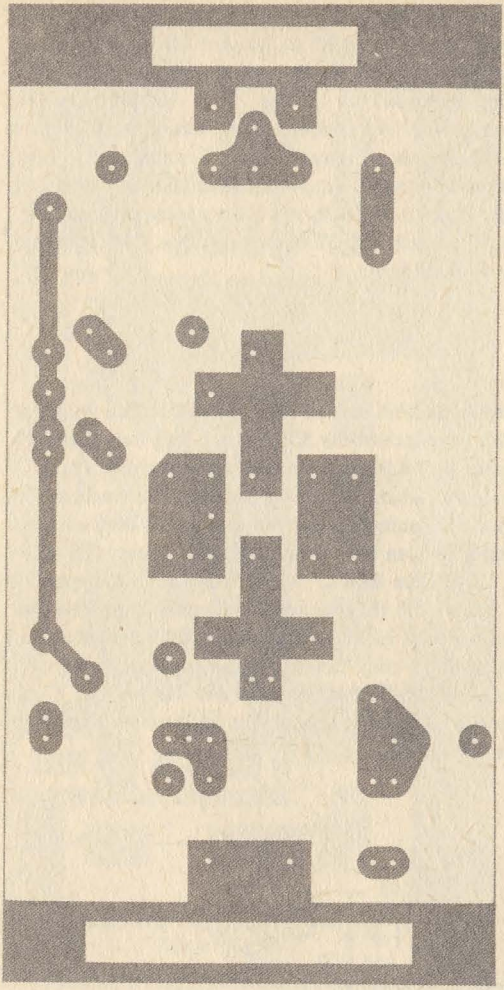


Bild 13 Leiterplattenlayout (b)

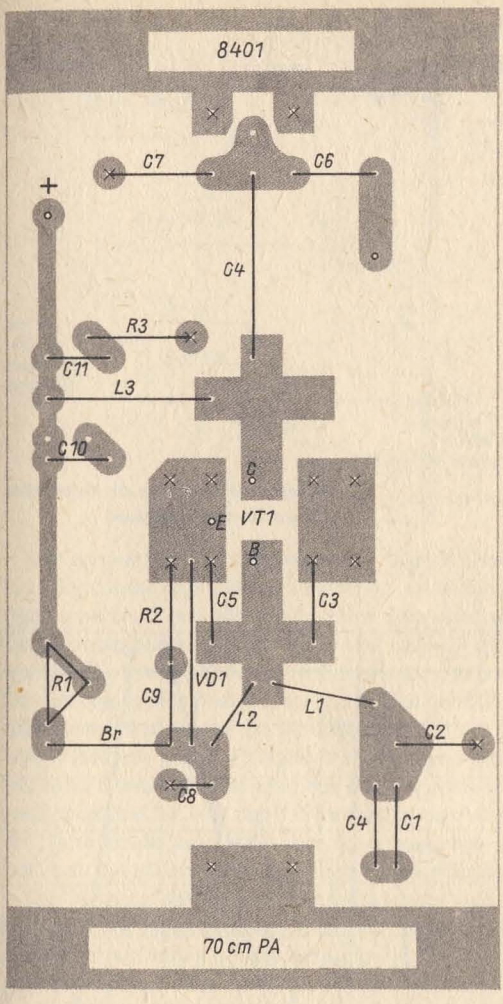


Bild 13 Bestückung auf der Leiterseite (x= durchkontaktieren) (c)

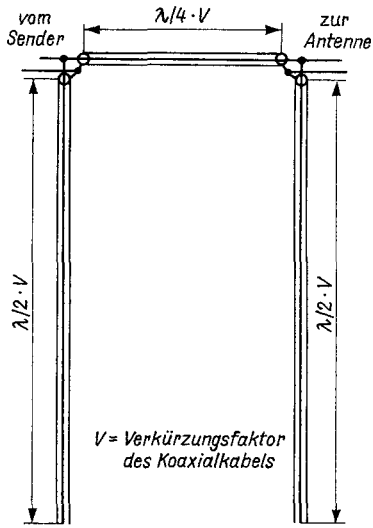


Bild 14
Bandpaß zur Dämpfung der Nebenwellen für das 70-cm-Amateurband

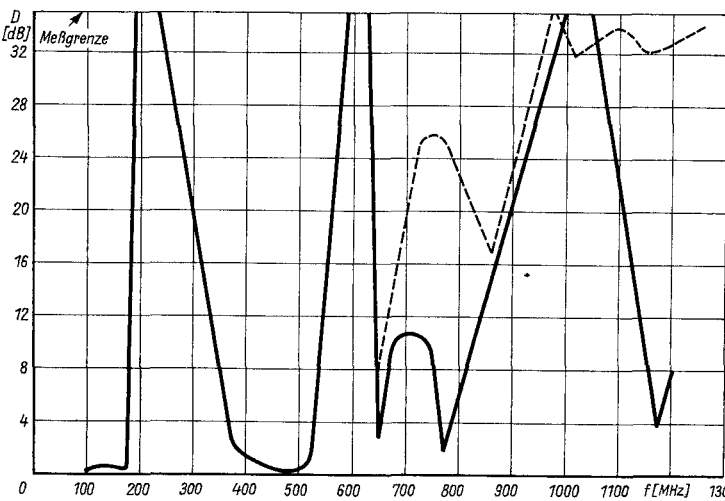


Bild 15 Dämpfungsverlauf des Bandpasses nach Bild 14 (gestrichelt gezeichnet mit zusätzlichem Tiefpaßfilter nach Bild 16)

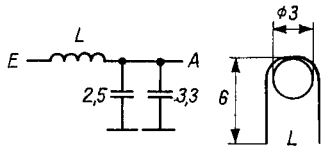


Bild 16
Tiefpaßfilter zur Selektionsverbesserung im UHF-Bereich

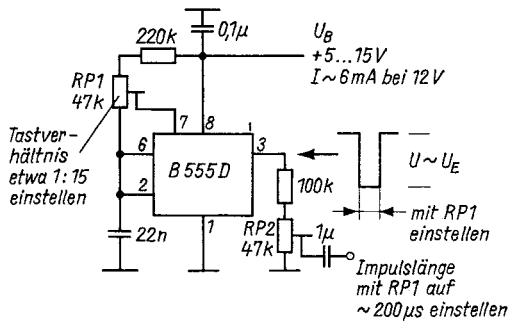


Bild 17
Sendeabgleichhilfe für SSB-Sender

Zur Auswertung des demodulierten Signals genügt ein NF-Oszillograf mit Gleichspannungseingang. Der Sender sollte auch hier stufenweise abgeglichen werden. Dazu schaltet man den Generator an den Mikrofoneingang des Steuersenders und regelt P2 so weit auf, daß mittlere Aussteuerung erreicht wird. An den Mikrofonverstärkerausgang schaltet man den Oszillografen und regelt seine Verstärkung so ein, daß der Bildschirm etwa zu $^2/_3$ ausgeschrieben wird. Nach der Synchronisierung der X-Ablenkung wird das Schirmbild mit einem Filzstift o. ä. auf dem Oszillografenschirm aufgezeichnet. Danach schaltet man den Oszillografen an den Demodulatorausgang nach Bild 18. Mit der Y-Verstärkung wird wieder gleiche Amplitude des Schirmbilds eingestellt. Bei ordnungsgemäß abgeglichenem Sender muß sich das gleiche Schirmbild wie am Modulatorausgang einstellen.

Der Abgleich des Senders geschieht immer vom Ausgang zum Eingang auf maximale Amplitude am Sichtgerät. Achtung! Die mittlere Stromaufnahme der einzelnen Stufen ist durch die Impulssteuerung wesentlich geringer und damit auch die Belastung der Transistoren. Bild 19 zeigt einige Schirmbilder und ihre Erläuterungen zu auftretenden Fehlermöglichkeiten. Für größere HF-Ausgangsleistungen sind zwischen Senderausgang und De-

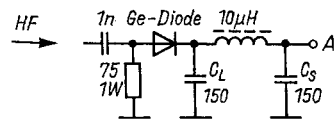


Bild 18
Demodulator für Leistungen kleiner 1 W (A – Oszillograf mit Gleichspannungseingang)

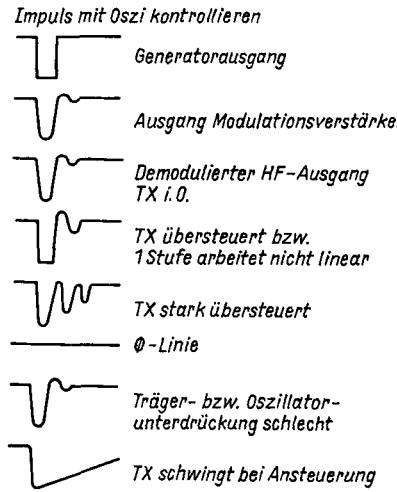


Bild 19
Impulsbilder bei unterschiedliche Betriebszuständen des SSB-Senders. Für den Abgleich ist der Impulsgenerator (Bild 17) am Miktrofoneingang des SSB-Senders anzuschalten. Der Vorteil dieser Meßmethode besteht darin, daß der Sender kurzzeitig voll ausgesteuert, sonst aber nur mit etwa 1/15 der maximalen Leistung belastet wird

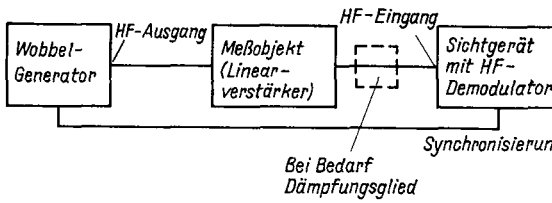


Bild 20 Meßaufbau für den Senderabgleich mit einem Wobbelgenerator

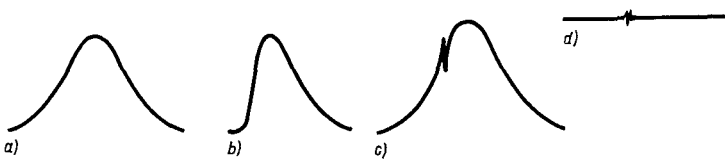


Bild 21 Mögliche Abbildungen von gewobbelten Frequenzgängen

modulator entsprechende Dämpfungsglieder zu schalten. Ist mit dieser »Impulsmethode« der Sender auf Maximum abgeglichen, wird mit konstantem Träger nach [5] kontrolliert.

Auch mit einem Wobbelgenerator läßt sich ein Sender sehr gut abgleichen. Bild 20 zeigt die Prinzipschaltung. Zum optimalen Abgleich sollte für

das 145-MHz-Amateurband der Wobbelgenerator einen Hub von etwa 80 bis 220 MHz aufweisen. Für das 70-cm-Amateurband dagegen von etwa 300 bis 550 MHz. Aus den abgebildeten Schirmbildern lassen sich Rückschlüsse auf die Funktionstüchtigkeit der Verstärkerstufen ziehen. Bild 21 zeigt einige mögliche Durchlaßkurven und ihre Erläuterung.

Achtung! Die Leiterplatten für den Aufbau der VHF- und UHF-Senderstufen bestehen aus doppeltkaschiertem Leiterplattenmaterial. Die geätzte Leiterplattenseite dient zum Auflöten der angegebenen Bauelemente, die andere Leiterplattenseite bildet die Massefläche. Eine Durchkontaktierung erfolgt an den mit ›X‹ bezeichneten Stellen bzw. mit den an Masse liegenden Anschlüssen der Bauelemente. Diese Anschlüsse werden durchgesteckt und auf beiden Seiten verlötet.

Literatur

[1] G. Euler, Hochfrequenz-Leistungstransistoren. Firmendruckschrift Valvo GmbH, 2000 Hamburg 1.

[2] F. Kovács, Hochfrequenzanwendung von Halbleiterbauelementen. Budapest.

[3] R. Zimmermann, Kühlvorrichtungen für Transistoren. radio-fernsehen-elektronik 25 (1976), Heft 22, Seite 717.

[4] S. Henschel, Selbstgebautes Koaxialrelaise für 2 m und 70 cm, FUNKAMATEUR 1975, Heft 3, Seite 137.

[5] S. Henschel, 28-MHz/144-MHz-Sende/Empfangs-Umsetzer in Bausteinbauweise. FUNKAMATEUR 1985, Heft 2, Seite 77.

[6] G. Turinsky, Breitband-Verstärkermodul mit den Transistoren KT 934 B und KT 934 W. radio-fernsehen-elektronik 30 (1981) Heft 5, Seite 332.

[7] Senderabgleichhilfe für SSB-Sender. cq-DL 1988, Heft 2, Seite 89.

14 Bildübertragung durch SSTV

Max Perner – Y21UO

In der gegenwärtigen Zeit ist die Übertragung von bewegten Bildern durch das Fernsehen ein alltäglicher Vorgang. War bis vor wenigen Jahren die Reichweite eines Fernsehsenders durch die Ausbreitungsbedingungen der verwendeten Frequenzbereiche stark eingeschränkt, so hat sich dieser Mangel durch den Einsatz von Satelliten auf ein Minimum reduziert. Nachteilig ist aber immer noch der relativ große Frequenzumfang, der zur Übertragung eines Fernsehbilds benötigt wird. Diese Tatsache ist physikalisch bedingt und für das gegenwärtige Fernsehen typisch. Soll das Fernsehbild möglichst flimmerfrei sein und dem Auge den Eindruck eines kontinuierlichen Bild- und Bewegungsablaufs anbieten, so sind Übertragungen von mindestens 40 Bildern je Sekunde erforderlich. In Europa hat sich auf Grund der Netzfrequenz von 50 Hz eine Raster- bzw. Bildfrequenz von 50 Hz durchgesetzt. Bei dem gegenwärtigen Format eines Fernsehbilds von 4:3 bei 625 Zeilen je Bild und der Forderung nach gleicher Auflösung in horizontaler und vertikaler Richtung ergeben sich je Zeile 833 Bildpunkte, damit für ein komplettes Fernsehbild rund 520000. Rechnet man das in die notwendige Bandbreite zur Übertragung um, so ergibt sich ein Wert von 6,5 MHz. Erstens ist diese Abtastrate nur sehr schwer zu realisieren (man begnügt sich mit 5 MHz, d. h. etwa 400000 Bildpunkten), und zweitens läßt sich eine Übertragung im drahtlosen Einsatz erst im VHF-Bereich und höher ermöglichen.

Die Funkamateure verfügen im Kurzwellenbereich über relativ schmale Amateurbänder, die außerdem von einer Vielzahl von Funkamateuren genutzt werden. Man kann bei der Übertragung von Sprache davon ausgehen, daß im Kurzwellenbereich ein Kanal von 2 bis 3 kHz Bandbreite notwendig ist. Für eine Bildübertragung in einem solchen Kanal gibt es physikalische Grenzen. Man muß entweder die Bildübertragung eines Fernsehbilds auf etwa 4 min je Bild verlängern, oder man reduziert die Anzahl der zu übertra-

genden Bildpunkte drastisch. In keinem Fall aber ist die Übertragung von bewegten Bildern möglich, außerdem sinkt die Auflösung erheblich. Die Faszination, Bilder in einem Sprachkanal auf Kurzwelle zu übertragen, veranlaßte den US-amerikanischen Funkamateur *C. Macdonald (WØORX)* zu Untersuchungen und letzten Endes zu Veröffentlichungen unter der Überschrift »Ein neues schmalbandiges Bildübertragungssystem«. Später setzte sich dafür der Begriff SSTV *(slow scan television)* durch. Im Gegensatz dazu wird im Amateurgebrauch das übliche Fernsehen als FSTV *(fast scan television)* bezeichnet.

SSTV ist eine völlig eigenständige Entwicklung des Amateurfunks. Im Gegensatz zu FAX, einem hochauflösenden Bildübertragungsverfahren, gab es für SSTV weder Vorbilder noch Parallelen im kommerziellen Bereich. Bei den ersten Versuchen fand man, daß ein Bild mit 120 Bildpunkten je Zeile und 120 Zeilen eine für den Funkamateur ausreichende Auflösung ergibt. Der Einsatz von nachleuchtenden Radar-Bildröhren als »Speicher« mit einer Dauer von etwa 10 s ermöglichte die Betrachtung von Bildern, die nun eine Gesamtübertragungsdauer von etwa 7 s hatten. Im europäischen Raum wurde die 50-Hz-Netzfrequenz als Bezugspunkt genommen. Die Teilung dieser Frequenz durch 3 ergab die Zeilenfrequenz von 16,6 Hz, also eine Zeilendauer von 60 ms. Das ergab bei 120 Zeilen dann eine Bilddauer von 7,2 s.

Ebenso wie bei FSTV werden Zeilen- und Bildsynchronimpulse übertragen, ihre Dauer beträgt 5 bzw. 30 ms. Diesen Synchronimpulsen wurde die NF-Frequenz 1200 Hz zugeordnet, die Helligkeitswerte Schwarz bis Weiß liegen im Bereich 1500 bis 2300 Hz. Diese Grundnorm hat sich bis zur Gegenwart erhalten, ebenso die Festlegung, daß die SSTV-Bilder im quadratischen Format übertragen werden.

Bild 1 stellt die SSTV-Norm mit fiktivem Bildinhalt dar. Mit diesen NF-

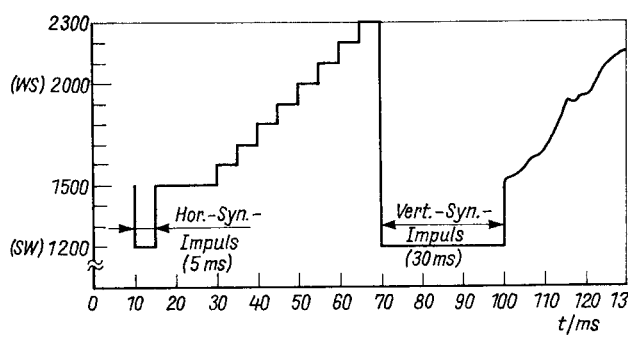


Bild 1 Grundnorm für den SSTV-Betrieb

Signalen kann ein Sprachkanal auf Kurzwelle zur Übertragung von Standbildern benutzt werden. Eine Übertragung auf einer Fernsprechleitung ist ebenfalls möglich. Weiterhin kann zur Speicherung der SSTV-Bilder ein übliches Magnetbandgerät verwendet werden. Auf Grund der geringen Bandbreite des NF-Kanals geschieht keine Parallelaussendung von Bild und Ton wie bei FSTV, es wird entweder SSTV oder Sprache gesendet. Die meisten SSTV-Verbindungen sind reine SSTV-Verbindungen, da dieses Verfahren alle Möglichkeiten der Informationsübertragung zur Gegenstelle aufweist. Allerdings besteht auch die Möglichkeit, daß man sich längere Zeit über technische Details unterhält und austauscht. Bild und Ton können sich gegenseitig optimal ergänzen.

Der Einsatz von nachleuchtenden Bildröhren hatte 2 große Nachteile: Die Betrachtung der Bilder erforderte erstens einen abgedunkelten Raum, und zweitens war das empfangene Bild flüchtig, d. h., nach 8 bis 10 s (je nach Nachleuchtdauer) war das Bild verschwunden. Etwa 1975 brachten *V. Wraase (DL2RZ)* und die Firma ROBOT (USA) fast zeitgleich SSTV-Geräte auf den Markt, die auf Grund der eingesetzten Halbleiterspeicher die bisherigen Nachleuchtröhren ablösten. Auf dem Bildschirm eines handelsüblichen Fernsehgeräts konnten nun die SSTV-Bilder sichtbar gemacht und auch bei Tageslicht betrachtet werden. Die eingesetzten Speicher konnten die Bilder im Prinzip unbegrenzt lange speichern. Der Einsatz der Digitaltechnik änderte geringfügig die bisherige Norm. Eine SSTV-Zeile erhielt 128 Bildpunkte, ein Bild besteht aus 128 Zeilen. Dadurch änderte sich die Bilddauer geringfügig, die Bezeichnung »8-s-Bild« wurde treffender.

Es soll nun der Ablauf eines SSTV-Bilds zusammengefaßt werden. Der 30 ms lange Vertikalsynchronimpuls (1200 Hz) setzt die Speicher und langsamen Adressenzähler auf 0, damit beginnt das Bild (wie auch bei FSTV) links oben in der Ecke. Es folgen 128 Bildpunkte (je nach Grauwert 1500 bis 2300 Hz). Der nun folgende Zeilensynchronimpuls (5 ms, 1200 Hz) markiert den Beginn der 2. SSTV-Zeile, danach wieder 128 Bildpunkte, Zeilensynchronimpulse usw. bis zur Zeile 128. Am Ende dieser Zeile wird der nächste Bildsynchronimpuls gesendet. Somit ist ein komplettes Bild gesendet und gespeichert. Der Adressenzähler für das langsam eingeschriebene SSTV-Bild wird mit den schnellen Adressenzählern für das FSTV-Bild elektronisch verknüpft. Während der Dauer des FSTV-Zeilensynchronimpulses schaltet der Speicher auf »Schreiben«, so daß die anliegende SSTV-Information dem jeweiligen Adressenstand des langsamen Adressenzählers zugeordnet wird. Außerdem ist zu diesem Zeitpunkt das Einschreiben der SSTV-Information im FSTV-Bild nicht sichtbar. Da der schnelle Adressenzähler den Speicher permanent ausliest, kann man aus diesen Informationen ein FSTV-Bild gewinnen. Vorausgesetzt wird allerdings, daß man diesen Informationen die Horizontal- und Vertikalsynchronimpulse zufügt

und, da das SSTV-Bild quadratisch ist, eine entsprechende Dunkeltastung der nichtbenötigten Bildschirmfläche vornimmt.

Das FSTV-Bild wird ohne Zeilensprung erzeugt, hat also 312 Zeilen. Jede der 128 Zeilen des SSTV-Bilds wird 2mal ausgelesen, somit ergeben sich 256 FSTV-Zeilen mit SSTV-Bildinhalt. Der Rest wird dunkelgetastet. Der Einsatz der digitalen Bildspeicher bedeutete aber auch, daß man sich mit der Übertragung einer Zeile bzw. des gesamten Bildes nicht mehr in Zeitdruck infolge der Eigenschaften der Nachleuchtröhre befand. Da die horizontale Auflösung mit 128 Bildpunkten noch recht grob ist, verdoppelte man die Bildpunkte je Zeile auf 256. Diese Norm wurde als »16 Sekunden« bezeichnet. Da bei der 8-s-Norm (und auch bei der 16-s-Norm) jede FSTV-Zeile doppelt ausgelesen wurde, war auch die Verdoppelung der SSTV-Zeilen möglich. Es entstand die »32-s-Norm«. Die Bildpunktanzahl von (gerundet) 16000 der 8-s-Norm stieg auf 32000 bei der 16-s-Norm und schließlich auf 64000 bei der 32-s-Norm. Das ist im Vergleich zu FSTV zwar dürftig, ermöglicht aber trotzdem die Übertragung feiner Strukturen speziell bei der 32-s-Norm.

In der bisherigen Betrachtung der Bildübertragung mit SSTV wurden die Grauwerte außer acht gelassen. Zwischen Schwarz und Weiß (1500 bzw. 2300 Hz) können nun beliebig viele Grauwerte liegen. Im Gegensatz zur analogen Verarbeitung bei der Nachleuchtröhre wurde für die digitale Verarbeitung eine Quantisierung der Helligkeitswerte erforderlich. Der Analog/Digital-Wandler für das empfangene SSTV-Signal ist unproblematisch, da es sich um relativ langsame Änderungen im Helligkeitswert handelt. Ein Digital/Analog-Wandler nach dem Bildspeicher läßt sich mit einfachen Mitteln realisieren. Soll dagegen FSTV in SSTV, z. B. die Übernahme eines Kamerabilds, gewandelt werden, so ist ein schneller A/D-Wandler notwendig. Die Arbeitsfrequenz muß bei 5 MHz liegen, außerdem wird eine gute Linearität verlangt. Solche Wandler als Schaltkreis sind sehr teuer und nicht für jedermann greifbar bzw. bezahlbar. Dazu kommt dann noch die Forderung nach einer Mindestanzahl von Grauwerten. Beim Eigenbau von SSTV-Geräten sind 16 Grauwerte (4 bit) üblich und auch problemlos realisierbar. In kommerziellen Geräten verwendet man schnelle A/D-Wandler mit 6 bit Breite, kann also 64 Grauwerte darstellen. Beim Einsatz von Computern zum Empfang von SSTV-Sendungen werden je nach Programm und Computer 3 bis 10 Grauwerte verwendet, Bild 2, Bild 3 und Bild 4 zeigen das gleiche Motiv in 4, 8 und 16 Grauwerten (in der 8-s-Norm), Bild 5 aber 16 Grauwerte in der 32-s-Norm. In der geringen Anzahl der Graustufen liegt auch meist einer der Gründe, weshalb SSTV-Aktivitäten mit Computern relativ kurzlebig sind.

Ein wichtiger Punkt bei der Auflösung von SSTV-Bildern ist die Arbeitsgeschwindigkeit der eingesetzten Speicher. Die Helligkeitswerte des SSTV-

Bild 2
Bildschirmansicht bei 4 Grauwerten und 8 s

Bild 3
Bildschirmansicht bei 8 Grauwerten und 8 s

Bild 4
Bildschirmansicht bei 16 Grauwerten und 8 s

Bild 5
Bildschirmansicht bei 16 Grauwerten und 32 s

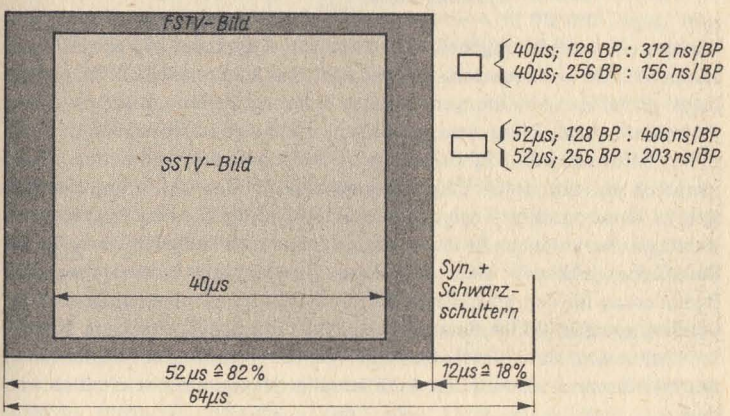


Bild 6 Vereinfachte Darstellung der Zeiten einer FSTV-Zeile

Bilds lassen sich relativ langsam in die Speicher einschreiben, müssen aber mit der schnellen FSTV-Taktfrequenz ausgelesen werden. Bild 6 zeigt vereinfacht die Zeiten einer FSTV-Zeile. Bei einer Zeilenfrequenz von 15,625 kHz dauert eine Zeile 64 µs. Davon entfallen auf den Synchronimpuls 9 % und auf die beiden Schwarzschultern insgesamt 9 %. Demzufolge stehen für die reine Bildinformation 52 µs zur Verfügung. Bei einem quadratischen SSTV-Bild geschieht die Abbildung dann in 40 µs, 12 µs müssen dunkelgetastet werden. Bei 128 Bildpunkten je Zeile SSTV ist jeder Bildpunkt (BP) 312 ns lang, bei 256 BP dann 156 ns. Einige Computerprogramme umgehen diese Zeitfrage (und damit auch die Kosten für diese schnellen Speicher) dadurch, daß sie SSTV als ein rechteckiges Bild be-

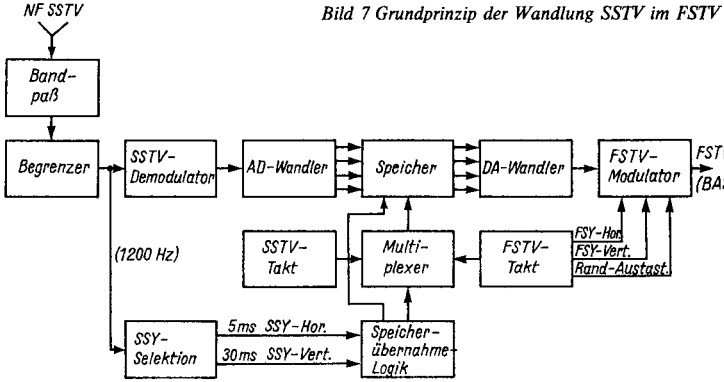


Bild 7 Grundprinzip der Wandlung SSTV im FSTV

trachten. Bei 128 BP ergeben sich dann nur 406 ns, bei 256 BP 203 ns je Bildpunkt der (verlängerten) SSTV-Zeile! Das führt natürlich zu einigen recht seltsamen Abbildungen bei der Kommunikation zwischen diesen Computern (bzw. Computerprogrammen) und echten SSTV-Geräten.

Der Selbstbau von SSTV-Geräten ist differenziert zu betrachten. Wenn man sich auf den reinen Empfang beschränkt, bleiben Aufwand und Umfang in Grenzen. Bild 7 zeigt das Grundprinzip der für den Empfang notwendigen Baugruppen. Es ist an dieser Stelle nicht möglich, für jede der Baugruppen Hinweise oder detaillierte Stromlaufpläne anzugeben. Zur Realisierung für den praktischen Betrieb (auch der eventuell späteren Sendeseite) genügen RGW-Bauelemente. Auf Grund der jeweiligen Bauelementesituation, ihrer Beschaffbarkeit und der technischen Möglichkeiten des Interessenten wird und muß die jeweilige Variante selbst ermittelt werden.

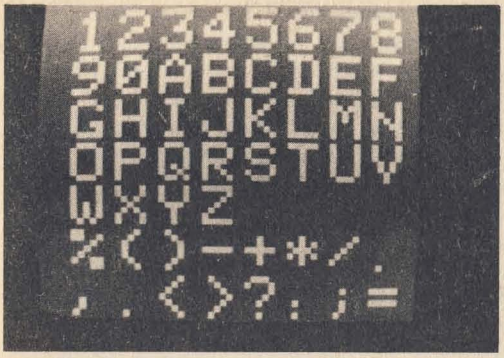
In Bild 7 ist das Prinzip der Wandlung des SSTV-Signals zu einem FSTV-Signal dargestellt. Die empfangene NF durchläuft zunächst einen Bandpaß, der den interessierenden Frequenzbereich 1200 bis 2300 Hz selektiert. Je nach Signalquelle kann diese Baugruppe u. U. auch entfallen. Der anschließende Begrenzer stellt ein weitgehend amplitudenstabiles Signal zur weiteren Verarbeitung bereit. An dieser Stelle wird die Frequenz von 1200 Hz zur Baugruppe für die Selektion der SSTV-Synchronsignale abgezweigt. Am Ausgang dieser Baugruppe stehen dann die (regenerierten) Signale, d. h. 5 ms für die Horizontalsynchronisation, 30 ms für die Vertikalsynchronisation, für die Speicherübernahme-Logik zur Verfügung. Der SSTV-Demodulator setzt das interessierende NF-Spektrum 1500 bis 2300 Hz in ein Signal um, das vom Analog/Digital-Wandler verarbeitet werden kann. Im vorliegenden Fall erhält man am Ausgang des A/D-Wandlers 4 bit, die in der Wertigkeit dem jeweiligen SSTV-Helligkeitssignal ent-

sprechen. Hochwertige A/D-Wandler stellen für diesen Zweck einen *Gray*-Kode bereit, der im Gegensatz zum bekannten Binärkode 1schrittig ist. Das bringt Vorteile speziell bei schnellen Systemen mit sich. Ein weiterer Vorteil dieses Kodes ist die Möglichkeit, durch Inversion des D-bits alle Grauwerte zu invertieren. Im Betrieb kann man ein Bild damit zu seinem »Negativ« machen. Der A/D-Wandler für die vorgestellte Empfangsvariante kann einfach und langsam sein, da die zu verarbeitenden Eingangssignale eine relativ langsame Änderung ihrer Amplitude haben.

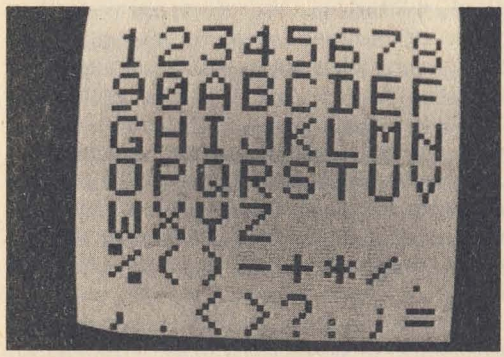
Der folgende Speicher wird im Takt der FSTV-Taktfrequenz permanent ausgelesen. Der Multiplexer und die Speicherübernahme-Logik steuern den Schreibvorgang, so daß die Übernahme der jeweiligen Helligkeitsinformation des SSTV-Bilds erstens nicht im FSTV-Bild sichtbar ist und daß zweitens diese Helligkeitsinformation den Adressen des Speichers zeitlich zugeordnet wird. Am Ausgang des Speichers sind die 4 bit für den Digital/Analog-Wandler verfügbar. Der FSTV-Modulator erhält die Synchronimpulse für das FSTV-Bild und die jeweilige Randaustastung sowie die Helligkeitswerte des DAW, so daß an seinem Ausgang ein normgerechtes FSTV-Signal (BAS) entnommen werden kann. In Bild 7 wurden die Schalter für die Normen 8, 16 und 32 s nicht eingezeichnet, ebenso nicht der Regler Bildbreite (erforderlich bei geringfügig abweichenden SSTV-Zeilenlängen) sowie der Schalter STOP EINSCHREIBEN. Mit diesem Schalter kann das SSTV-Bild zu jedem beliebigen Zeitpunkt »eingefroren« werden. Mit dieser Minimalvariante ist schon der Empfang von SSTV und die Wandlung in FSTV-Signale möglich.

Geht man vom Zustand aus, daß im Speicher eine Bildinformation eingeschrieben wurde, so ist an den 4 Ausgängen des Speichers diese Information auch für andere Zwecke als nur für den A/D-Wandler des FSTV-Modulators verfügbar. Hier kann man einen Latch anschließen, der vom SSTV-Takt gesteuert wird. An seinem Ausgang sind dann die Bildinformationen im SSTV-Takt verfügbar, so daß eine Digital/Analog-Wandlung für eine SSTV-Aussendung vorgenommen werden kann. Erforderlich ist aber auch wie bei FSTV, daß man die Synchronsignale hinzufügt. Man kann nun das empfangene SSTV-Bild seiner Gegenstelle wieder zurücksenden.

Um selbst Bilder zu Sendezwecken aufzubereiten, bedarf es eines wesentlich größeren Aufwands. Geht man von der Variante aus, daß man Bilder einer FSTV-Kamera in die SSTV-Norm wandeln und aussenden will, so muß zunächst der A/D-Wandler für die schnelle Wandlung geeignet sein. Erforderlich sind an dieser Stelle Parallelwandler. Der Selbstbau eines solchen Wandlers ist möglich, erfordert aber bei 16 Graustufen 15 Komparatoren! Dieses Problem läßt sich mit 4 Schaltkreisen *DL 2632 D* bei einer für Amateurzwecke völlig ausreichenden Linearität lösen. Zwischen Kamera und A/D-Wandler ist je nach Kamera und Eingangsempfindlichkeit des A/



a)



b)

Bild 8
Schriftbild des Keyboards; a – weißer Text auf schwarzem Hintergrund, b – schwarze Schrift auf weißem Hintergrund

D-Wandlers eine Treiberstufe anzuordnen. Weiterhin müssen die Synchronsignale des BAS-Signals selektiert und der Baugruppe Speicherübernahme-Logik zugeführt werden. Im Betrieb werden die Helligkeitswerte der Kamera während des SSTV-Vertikalimpulses in den Speicher übernommen. Somit läßt sich alle 8, 16 oder 32 s ein neues Bild senden.

Eine nützliche und hilfreiche Ergänzung für den Sendefall ist ein Keyboard, mit dem alphanumerische Zeichen gebildet werden können. Bild 8 zeigt das Schirmbildfoto der möglichen Zeichen eines selbstgebauten Keyboards. Eine Umschaltung von 8 auf 4 Zeilen mit je 8 Zeichen sowie die Umkehr der Zeichen von Schwarz auf Weiß zu Weiß auf Schwarz ist möglich. Wird durch solche alphanumerische Zeichen die im Speicher befindliche Information überschrieben, ergeben sich Möglichkeiten entsprechend Bild 9. Man kann ein empfangenes Bild mit eigenen Informationen überschreiben bzw. kommentieren und dem Absender zurückschicken. Nach den obigen Ausführungen dürfte ein SSTV-Konverter mit diesen Möglichkeiten kein Selbstbauprojekt für einen Anfänger sein. Der Betrieb mit Com-

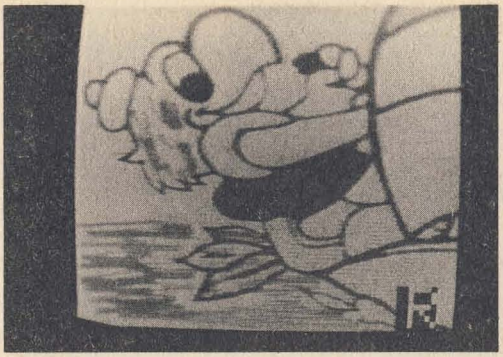
Bild 9
Textüberschreibung mit dem allgemeinen Anruf (CQ) und dem Rufzeichen des Autors (Y21UO) bei der Ausstrahlung einer SSTV-Sendung

putern ist nach den bisherigen Beobachtungen meist nur kurzlebig. Nicht allein die reduzierte Anzahl von Graustufen enttäuscht schnell, sondern auch der geringe Bedienkomfort, speziell sendemäßig; sowie die Möglichkeit, nur alphanumerische Zeichen zu senden.

Bisher wurde in diesem Beitrag SSTV als eine Übertragungsmöglichkeit von Schwarzweißbildern mit einer gewissen Anzahl von Graustufen beschrieben. Aber auch die Übertragung von Farbbildern ist möglich. Der Autor und *F. Löscher, Y23XN,* demonstrierten im September 1989 erstmalig öffentlich SSTV in Farbe, so daß kurz auf diese Möglichkeit bei SSTV eingegangen werden kann. Verwendet wurden jeweils Eigenbau-Konverter sowie Schwarzweißkameras, und als Übertragungsweg verwendete man der Einfachheit halber eine 2-Draht-Leitung.

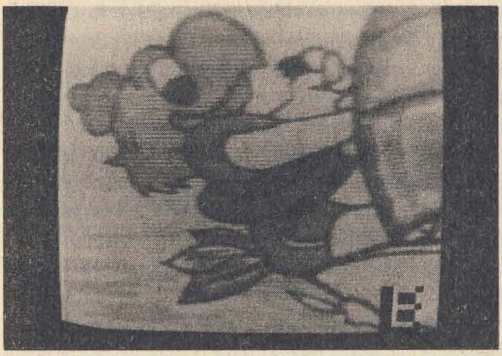
Jedes Farbbild läßt sich in die 3 Grundfarben Rot, Grün und Blau zerlegen. Bringt man vor eine übliche Schwarzweißfernsehkamera z. B. ein Rotfilter, so werden die Rotanteile der Bildvorlage je nach Farbsättigung aufgehellt. Ein gesättigtes Rot in der Vorlage wird zu Weiß im Kamerabild. Gleiches gilt für Grün und Blau bei Vorsatz der jeweiligen Filter. Die Mischfarben wie Gelb, Cyan usw. gehen dann anteilig in 2 Grundfarben ein. Macht man also von einer Farbvorlage je ein Bild mit vorgesetztem Rot-, Grün- und Blaufilter, speichert es getrennt in jeweils einem Speicher, so liegen die 3 Farbauszüge digitalisiert und sendebereit vor. Bild 10 zeigt eine solche Variante. Da die Filter viel Licht absorbieren, muß entweder die Blende der Kamera weiter geöffnet oder die Empfindlichkeit der Kamera erhöht werden. Sonst werden die einzelnen Bilder zu dunkel, und die Farbhelligkeit fehlt auf der Empfangsseite.

Hat man also 3 getrennte Farbauszüge einer Vorlage hergestellt, so kann man dieses als SSTV-Signal aussenden. Es sei daran erinnert, daß SSTV nur eine Frequenz, nämlich 1200 Hz, als Synchronsignal verwendet. Die Dauer von 5 bzw. 30 ms kennzeichnet den Horizontal- bzw. den Vertikal-



a)

b)



c)

Bild 10
R-G-B-Auszüge bei einem Farbmotiv;
a – Rot, b – Grün, c – Blau

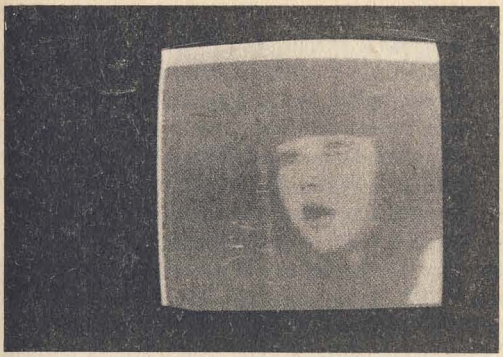


Bild 11
Bildschirmfoto des Autors beim Empfang des SSTV-Bilds, das von einem japanischen Funkamateur ausgesendet wurde

synchronimpuls. Bei Farbübertragung, auch bei FSTV, muß durch geeignete Maßnahmen oder Kennfrequenzen gesichert werden, daß jede Farbinformation an die richtige Stelle übertragen wird. Die ersten Farbübertragungen in SSTV wurden im sogenannten bildsequentiellen Verfahren ausgeführt. Der erste Vertikalimpuls markierte den Bildanfang, es folgte der komplette Rotauszug. Nach dem nächsten Vertikalimpuls folgte der komplette Grünauszug, danach der Blauauszug. In diesem Fall wurde der Vertikalimpuls als Kennung für die Umschaltung auf den nächsten Speicher verwendet.

Diese Variante ist die einfachste, hat aber auch ihre Tücken und Mängel. In der weiteren Zeit setzte sich das zeilensequentielle Verfahren durch. Unabhängig vom System werden die 3 Bildauszüge in der Reihenfolge Rot – Grün – Blau übertragen. Jedes der beiden nachstehend beschriebenen Verfahren sichert auf seine Weise, daß die empfangenen Farbzeilen den entsprechenden Speichern zugeordnet werden. Das 1. Verfahren trennt den Horizontalimpuls vor der Rot-Zeile auf in 4 ms 1200 Hz (ergibt den Zeilensynchronimpuls) und in 1 ms 2300 Hz. Auf der Empfangsseite wird nun untersucht, ob in den 5 ms zwischen 2 Zeilen ein kurzer Synchronimpuls und der kurze »Farbsynchronimpuls« vorhanden sind. Wenn ja, dann wird die folgende Zeile in Rot zugeordnet, der nächste Zeilenimpuls schaltet auf Grün und der nächste auf Blau. Damit ist eine Farbzeile komplett übertragen. Das Farbbild baut sich also zeilenmäßig von oben nach unten auf, und man hat den Vorteil, daß bereits von Anfang an der farbrichtige Aufbau des Bildes zu sehen ist. Auf Kurzwelle ergeben sich infolge Phasendrehungen und Störungen oft Probleme bei der Selektion dieses Farbsynchronimpulses. Eine andere Variante der Farbübertragung ist dadurch gekennzeichnet, daß nach dem Horizontalimpuls 128 Bildpunkte (bzw. 256 BP) der Rot-Zeile, dann 128 Bildpunkte Grün und 128 Bildpunkte Blau übertragen werden. Der Horizontalimpuls ordnet die Reihenfolge Rot – Grün – Blau. Ein

spezieller Farbsynchronimpuls ist nicht vorhanden. Zwischen 2 Horizontalimpulsen liegt die 3fache Zeilenlänge der üblichen Norm.

Wie bereits erwähnt, werden auf der Empfangsseite die einlaufenden Zeilen in ihre jeweils zugeordneten Speicher eingeschrieben. Die Ausgänge dieser Speicher werden jeweils getrennten Digital/Analog-Wandlern zugeführt, dann in getrennten Modulatoren mit dem Austast- und bei Bedarf mit den FSTV-Synchronsignalen versehen. Somit sind die 3 Farbkanäle Rot – Grün – Blau für einen entsprechenden Farbmonitor verfügbar.

Auch bei der Farbübertragung in SSTV sind die Normen aus der Entstehungszeit vorhanden. Bei der Übertragung von 128 BP Rot, 128 BP Grün und 128 BP Blau bei jeweils 128 Zeilen entsteht somit ein $3 \times 8\ s = 24$-s-Bild in Farbe. Sinngemäß wird aus der 16-s-Norm ein 48-s-Farbbild, aus 32 s ein 96-s-Farbbild. Ebenso wie beim üblichen Farbfernsehen ergeben sich bei Farb-SSTV völlig neue Eindrücke, die man sich beim Selbstbau durch einen erhöhten Zeit- und Materialaufwand teuer erwirbt.

Abschließend sei darauf verwiesen, daß man mit SSTV (auch in Farbe) auf Kurzwelle alle Kontinente arbeiten und »sehen« kann. Das Stationsangebot ist allerdings wesentlich geringer als das in Telefonie, die Zeitdauer einer SSTV-Verbindung kann sich auf Grund der Bilder usw. aber auch bis zu einer Stunde ausdehnen. SSTV ist keine Notwendigkeit, aber eine sehr informative und beeindruckende Art der Kommunikation unter Funkamateuren.

Achtung! Die Bildschirmfotos des Autors wurden nicht retuschiert, damit der Originaleindruck erhalten bleibt.

15 Schaltungsideen für den Funkamateur

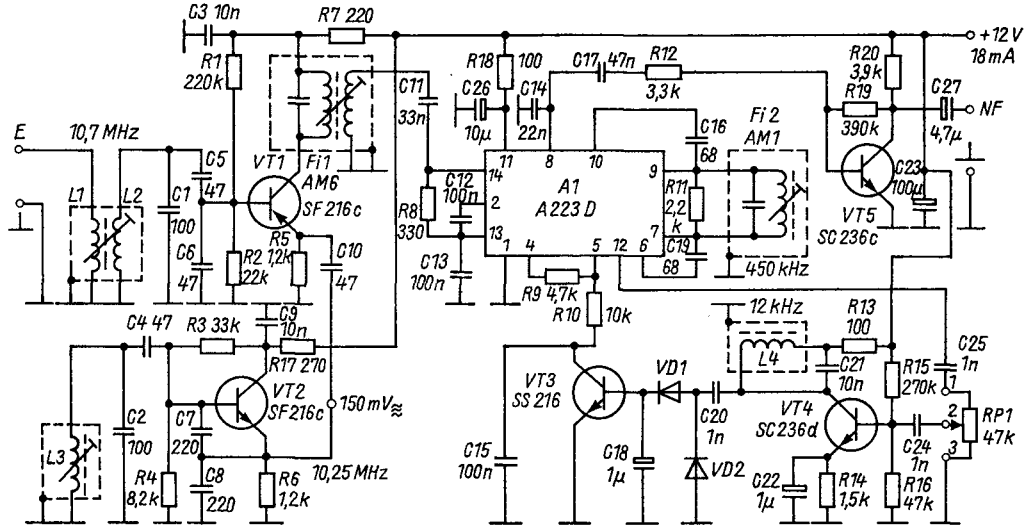
10,7/0,450-MHz-ZF-Verstärker mit FM-Demodulator und Rauschsperre

Schaltungsbeschreibung

Das von einem 145-MHz-FM-Tuner (ausführlich beschrieben in [13]) kommende 10,7-MHz-Signal wird an den Eingang (Pkt. E) des ZF-Verstärkers (Bild 1) gelegt. Über das Eingangsfilter $L2/C1$ gelangt das Eingangssignal an die Basis von VT1, einer Mischstufe. In den Emitter von VT1 wird eine Mischfrequenz von 10,250 MHz eingespeist, die eine Oszillatorschaltung mit VT2 aufbereitet. Am Kollektor von VT1 mit dem Filter Fi1 entsteht durch Mischung der Eingangsfrequenz und der Oszillatorfrequenz die 2. ZF von 450 kHz. Über $C11$ gelangt die 2. ZF an pin 14 des Schaltkreises A1, der das frequenzmodulierte Signal verstärkt und demoduliert. An pin 8 von A1 wird das NF-Signal über VT5 zur weiteren Verarbeitung abgenommen.

Am pin 12 des A1 ist ein Rauschsignal vorhanden, wenn am Eingang des ZF-Verstärkers kein Signal anliegt. Dieses Rauschsignal [2] wird einstellbar über RP1 dem Rauschverstärker mit VT4 zugeführt. Der im Kollektorkreis von VT4 vorhandene Schwingkreis $L4/C21$ ist bei etwa 12 kHz in Resonanz. Über $C20$ wird das verstärkte Rauschsignal über eine Spannungsverdopplung und Gleichrichtung VD1/VD2 der Schaltstufe mit VT3 zugeleitet. An pin 5 des A1 gelangt somit Massepotential, und A1 sperrt den NF-Ausgang an pin 8. Damit ist das lästige Rauschen nicht zu hören, wenn kein Eingangssignal anliegt, die Rauschsperre hat eingeschaltet.

Alle Bauelemente sind auf der Leiterplatte stehend angeordnet. Für $L1$, $L2$ und $L3$ wurden Spulenkörper aus dem ZF-Verstärker eines alten Fernsehempfängers verwendet. Über die Spulen sind Abschirmkappen von alten AM-Filtern (AM1 bis AM115) gestülpt. $L4$ ist eine Spule mit HF-Schalen-



	VT1	VT2	VT4	VT5
C	11,94	11,62	11,92	5,93
B	1,02	2,22	1,76	0,66
E	0,40	1,70	1,17	—

Gleichspannungen an A1:

2	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
1,97	4,74	4,72	2,0	2,83	3,63	2,83	2,01	10,73	5,93	1,97	1,97

Gleichspannungen in V mit Instrument 100 kΩ/V ohne Eingangs-Signal gemessen

Bild 1 Stromlaufplan des 10,7/0,450-MHz-ZF-Verstärkers mit FM-Demodulator und Rauschsperre

kern. In diesem Fall muß jeder nach dem Vorhandensein der Kernmaterialien die Windungen selbst ermitteln. Die Induktivität von $L4$ sollte 15 bis 18 mH betragen.

Berechnung von L4

Auf einem HF-Ferrit-Schalenkern ist der A_L-Wert in nH angegeben, man kann damit die Windungen für die Spule errechnen.

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}};$$

N – Anzahl der Windungen, L – Induktivität der Spule in µH, A_L – Induktivitätskonstante des Kernmaterials in nH. Beide Induktivitätswerte sind in µH einzusetzen, es gilt 1 µH = 1000 nH. Für einen HF-Ferrit-Schalenkern 14 × 10 (14 mm Durchmesser, 10 mm Höhe) und einen A_L-Wert von $A_L = 1100$ nH ergibt sich eine Windungsanzahl N von

$$N = \sqrt{\frac{18000}{1{,}1}} = \sqrt{16364} \approx 128 \text{ Wdg.}$$

Hat man einen HF-Ferrit-Schalenkern zur Verfügung, von dem der A_L-Wert nicht bekannt ist, kann man ihn auf folgende Weise bestimmen. Man wickelt eine Spule mit $N = 100$ Wdg. und mißt die Induktivität L in µH der HF-Ferrit-Schalenkernspule. Den A_L-Wert bestimmt man in µH oder in nH nach folgenden Beziehungen:

$$A_L = \frac{L}{N^2}, \quad A_L = \frac{L}{10} \; (A_L \text{ in µH}), \quad A_L = \frac{L}{10000} \; (A_L \text{ in nH});$$

die Induktivität L wird in µH eingesetzt.

Abgleich des 10,7/0,450-MHz-ZF-Verstärkers

1) Am Emitter von VT2 wird ein Frequenzzähler angeschlossen und mit $L3$ eine Frequenz von 10,250 MHz eingestellt. Die HF-Spannung beträgt etwa 150 mV.
2) Am Pkt. E des ZF-Verstärkers wird ein frequenzmoduliertes Signal von etwa 1 mV und einem Hub von 3 kHz bei einer Frequenz von 10,7 MHz eingespeist. An die Basis von VT1 legt man ein HF-Voltmeter und gleicht $L1/L2$ auf maximale HF-Spannung ab.
3) An pin 14 von A1 wird ein Oszillograf angeschlossen und das Filter Fil auf maximale Amplitude eingestellt (450 kHz).

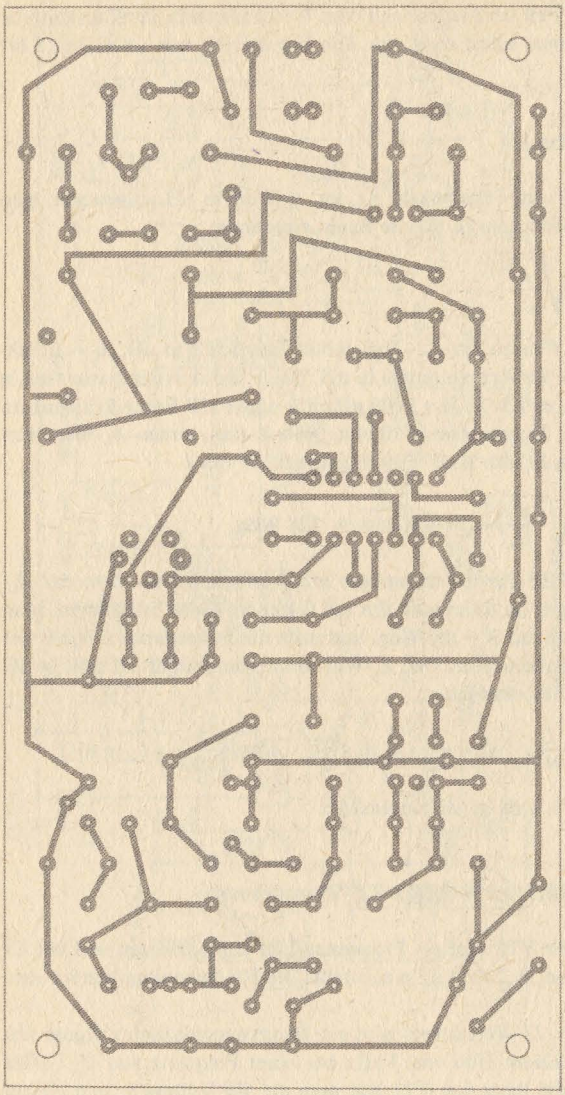


Bild 2 Leiterplatte für den beschriebenen ZF-Verstärker

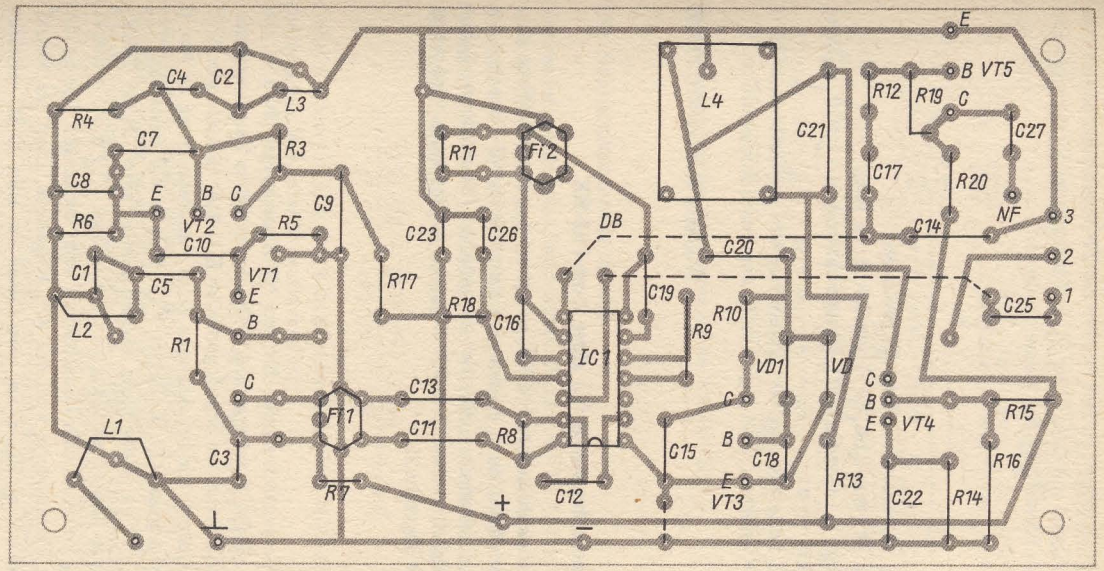


Bild 3 Bestückungsplan für die Leiterplatte nach Bild 2

4) Dann wird der Oszillograf an den Pkt. NF des ZF-Verstärkers angeschlossen und das NF-Signal mit dem Filter Fi2 auf maximalen Wert eingestellt. RP1 ist bei dieser Einstellung auf Masse zu drehen.

Spulendaten

$L1$ – 10 Wdg., 0,2-mm-CuL, über $L2$ gewickelt
$L2/L3$ – 25 Wdg., 0,2-mm-CuL, ZF-Spulenkörper (s. Text)
$L4$ – 128 Wdg., 0,1-mm-CuL, HF-Ferrit-Schalenkern 14×10, A_L-Wert 1100 nH

Bild 2 zeigt die Leiterzugseite der Leiterplatte des beschriebenen 10,7/0,450-MHz-ZF-Verstärkers, Bild 3 gibt dafür den Bestückungsplan an.

Wolfgang Kuchnowski, Y35UO

Wirksame Rauschsperre für den 2-m-FM-RX

Viele Oms betreiben ihren 2-m-FM-RX im »stand-by«-Betrieb. Wenn kein Eingangssignal am RX anliegt, entsteht ein nervtötendes NF-Rauschen am Kopfhörer bzw. Lautsprecher. Mit der vorgestellten Rauschsperre-Schaltung, die nachträglich in einen 2-m-RX eingebaut werden kann, wird dieses lästige Rauschen abgeschaltet.

Schaltung

VT1/VT2 sind Vorverstärkerstufen für den NF-Rauschpegel (Bild 4), der mit etwa 80 mV am Pkt. E anliegen soll. VT4, eine selektive Verstärkerstufe, ist bei etwa 14 kHz durch den Schwingkreis im Kollektor in Resonanz. VT5 arbeitet als Schaltstufe, die bei Anliegen einer Rauchspannung an Pkt. E das Massepotential über R19, Kollektor VT5, R10 an die Basis von VT3 schaltet. Erhält VT3 an seiner Basis Massepotential, sperrt dieser Transistor, die anliegende Rauschspannung an $C2$ wird über VT3 nicht verstärkt. Am NF-Ausgang Pkt. A ist kein Rauschsignal mehr vorhanden. Die Schaltschwelle für die Rauschsperre wird mit RP1 eingestellt. Liegt ein Nutzsignal von etwa 80 mV an Pkt. E an, wird dieses um etwa 20 dB verstärkt. 800 mV NF-Signal liegen am Pkt. A zur Weiterverarbeitung an.

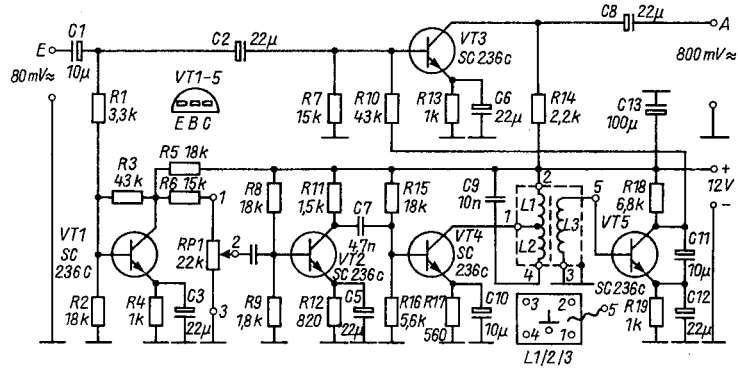


Bild 4 Stromlaufplan der Rauschsperre für den 2-m-FM-RX

Die Schalenkernspule *L1*/*L3*

Verwendet wurde ein Ferrit-Schalenkern 14 × 10 (14 mm Durchmesser, 10 mm Höhe) mit einen A_L-Wert von 1100 nH. Mit dem Schwingkreiskondensator $C9 = 10$ nF ist bei einer Frequenz f von 14 kHz die erforderliche Induktivität L etwa 13 mH. Diesen Wert kann man mit der *Thomsonschen* Schwingkreisgleichung ermitteln.

$$L = \frac{253 \cdot 10^5}{f^2 \cdot C} = \frac{253 \cdot 10^5}{14^2 \cdot 10^4} = \frac{2530}{196} = 13 \text{ mH}.$$

Dabei werden f in kHz und C in pF eingesetzt. Die Windungszahl N der erforderlichen Induktivität erhält man zu:

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{13000}{1{,}1}} \approx \sqrt{11818} \approx 110 \text{ Wdg}.$$

Zur besseren Ankopplung an den Kollektor VT4 wird die Wicklung mit Mittelanzapfung ausgeführt, die Auskopplung an VT5 geschieht über die Koppelwicklung *L3*. Es ergeben sich folgende Spulenwerte:

L1 = *L2* = 55 Wdg., 0,1-mm-CuL, auf dem genannten Ferrit-Schalenkern; *L3* = 35 Wdg., 0,1-mm-CuL.

Bild 5 zeigt die Leiterzugseite der Leiterplatte der beschriebenen Rauschsperre, Bild 6 den Bestückungsplan der Leiterplatte.

Wolfgang Kuchnowski, Y35UO

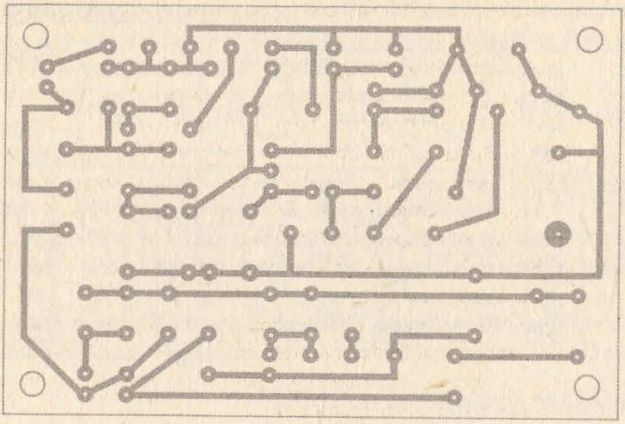


Bild 5 Leiterplatte für die beschriebene Rauschsperre

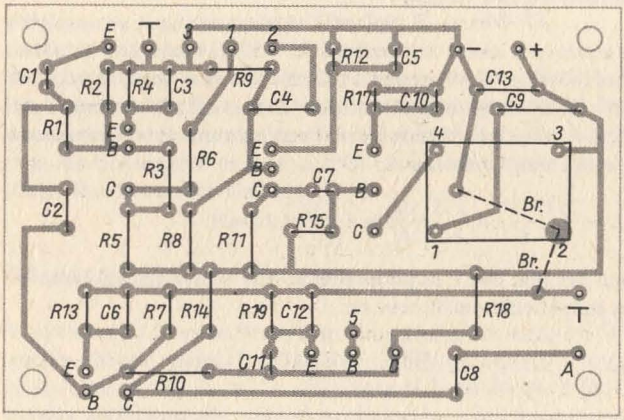


Bild 6 Bestückungsplan für die Leiterplatte nach Bild 5

Parasitäre FM in freischwingenden Oszillatoren

In Selbstbaugeräten, besonders in Transceivern, ist ab und an parasitäre Frequenzmodulation (bei Telefoniebetrieb) oder beim Tasten (bei Telegrafiebetrieb) zu beobachten. Sie entsteht in Oszillatoren mit parametrischer Stabilisierung der Speisespannung, d. h. einer Stabilisierungsschaltung mit

Ohmschen Vorwiderstand, besonders stark in durchstimmbaren Oszillatoren.

Man kennt 2 hauptsächliche Gründe für das Entstehen parasitärer FM. Einmal ist das die ungenügende Entkopplung zwischen der eigentlichen Schwingstufe und dem Ausgang des gesamten Steuersenders. Eine Laständerung an ebendiesem Ausgang führt beim Übergang von Senden auf Empfang zu einer gewissen betragsmäßig feststehenden Verschiebung der Arbeitsfrequenz (Nichtübereinstimmung von Sende- und Empfangsfrequenz bei abgeschalteter RIT) und entsprechend zu parasitärer FM in den Modulationsspitzen des Signals. Am stärksten zeigt sich dieser Effekt in Oszillatoren mit bipolaren Transistoren.

Der 2. Grund ist die Änderung der Speisespannung des durchstimmbaren Oszillators sowie besonders von Systemen elektronischer Abstimmung (mit Kapazitätsdioden o. ä.) wegen zunehmender Belastung der Speisequelle durch Leistungsverstärkerstufen im Transceiver.

Die Speisung von durchstimmbaren Oszillatoren und Systemen elektronischer Abstimmung ist immer stabilisiert, der Effekt dürfte deshalb in dieser Art nicht wesentlich sein. Eine elementare Betrachtung zeigt jedoch, daß das nicht so ist. Wenn z. B. für die elektronische Verstimmung eines Steueroszillators im Transceiver im Bereich von ±5 kHz eine Steuerspannungsänderung von 5 V erforderlich ist (ein typischer Wert), dann ergibt sich eine Steuersteilheit von 2 kHz/V oder 2 Hz/mV. Insofern stellt sich eventuell schon erkennbare parasitäre FM mit Frequenzabweichungen von 10 Hz und mehr ein. Damit genügt für das Auftreten dieses Effektes eine Änderung der Speisespannung von nur einigen Millivolt, die mit gewöhnlichen analogen Meßgeräten (Vielfachmesser) nicht zu registrieren sind.

Messungen zeigen, daß mit einfachster parametrischer Stabilisierung (Bild 7) bei Variation der Speisespannung in den Grenzen von 12 bis 15 V eine Ausgangsänderung von 30 bis 40 mV auftritt. Mit anderen Worten, solche Stabilisierungsschaltungen können in Speisekreisen durchstimmbarer Oszillatoren nur verwendet werden, wenn ihre Spannung einer genügend stabilen Quelle entnommen wird.

Eine wesentliche Verbesserung erbringt der Einsatz eines Feldeffekttransistors VT1 (Bild 8) an Stelle des Vorwiderstands $R1$ der Stromquelle nach Bild 7. Die Ausgangsspannung eines solchen Stabilisators ist konstant (ΔU

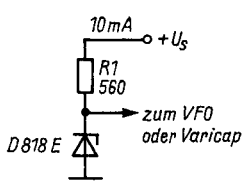


Bild 7
Z-Dioden-Stabilisierungsschaltung mit ohmschem Vorwiderstand

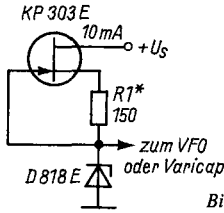


Bild 8 Verbesserte Stabilisierungsschaltung mit Feldeffekttransistor

nicht größer als 1 bis 2 mV) bei einer Änderung der Speisespannung in den Grenzen von 12 bis 15 V.

Es ist nicht schwierig, die Ursachen parasitärer FM aufzufinden. Dafür genügt es, die Versorgungsspannung für den durchstimmbaren Oszillator einer gesonderten Stromquelle zu entnehmen (am besten aus einer Batterie). Verschwindet die parasitäre FM oder verringert sie sich bedeutend, ist der Grund eine ungenügende Stabilisierung der Speisespannungsquelle des Oszillators oder des Systems der elektronischen Abstimmung.

Bearbeitete Übersetzung eines Beitrages von *B. Stepanow, UW3AX,* aus RADIO, Heft 9/1988, Seite 12.

Dipl.-Ing. Edgar Rosenkranz, Y21MD

Literatur

[1] W. Kuchnowski, Einfacher 145-MHz-FM-Tuner für Amateurfunk-Relais-Empfang. FUNKAMATEUR, Heft 1/1989, Seite 35/36.

[2] J. Erxleben, Schmalband-FM-Demodulation mit Rauschsperre. FUNKAMATEUR, Heft 8/1981, Seite 397.

16 Tips für den experimentierfreudigen Funkamateur

Dr. Walter Rohländer – Y22OH

Viele Diskussionen an den Amateurfunkklubstationen (und nicht nur dort) bewegen sich um die Praxis und die Realisierung entsprechender Vorhaben. Immer nützlich ist hier eine Tipsammlung und deren konsequente Auswertung, um nicht nochmals den »Stein der Weisen« zu erfinden, sich also viel Zeit zu sparen. *Y22OH* macht sich das zu eigen in einer Sammlung meist ohne Literaturangaben aus seinem Fundus FUNKAMATEUR, RADIO, QST, OM, RADIOAMATER, Amaterske Radio und zahlreichen Handbüchern, so daß auch die nachstehenden Tips ohne Quellenangabe erscheinen müssen. Die Nachnutzung zu kommerziellen Zwecken muß daher stets überprüft werden!

Drahtstärkenumrechnung aus amerikanischer Einheit in Millimeter

Immer wieder stolpert man beim Lesen amerikanischer Literatur über die dort verwendete Drahtstärkennumerierung, z. B. in der Form »wire No. 26«, und muß diese in Millimeter umrechnen, um einen möglichen Nachbau abzusichern. Mit der Formel Drahtstärke in mm = $8{,}251/(1{,}1229^{No.})$, einem Taschenrechner und nach Rundung auf 3 Stellen nach dem Komma erhält man mit ausreichender Genauigkeit die Drahtstärke in Millimetern. So ergibt sich für No. 26 ein Wert von $8{,}251/(1{,}1229^{26}) = 0{,}405$ mm, der mit dem Tabellenwert von 0,405 mm gut übereinstimmt.

Alle Berechnungen beziehen sich grundsätzlich auf blanke Drähte, so daß die Stärke der Isolation noch berücksichtigt werden muß. Die Gültigkeit der Formel für No. 0 bis No. 40 kann bestätigt werden.

Genaue Antennenlänge – Antennenlängenabgleich durch Rechnung

Will man z. B. einen Halbwellendipol ohne Anpaßgerät direkt am 50-Ω-Ausgang des Transceivers betreiben, so muß man durch Versuche die exakte Länge in voller Aufbauhöhe bestimmen. Damit man jedoch die Antenne nur einmal herunternehmen muß, verwendet man am besten nachstehenden Algorithmus (mit Beispiel):

- Länge (in m) = 142,6/f(MHz) = 142,6/3,8 MHz = 37,53 m;
- hänge genau diese Länge in voller Höhe auf;
- schließe Speiseleitungseingang kurz und kopple über wenige Pikofarad ein Dipmeter ein;
- bestimme die Antennenresonanz, z. B. 3,65 MHz;
- neue Länge (in m) = 142,6/f(in MHz) = 142,6/3,65 MHz = 39,07 m;
- der Unterschied beider Längen beträgt 1,54 m;
- kürze beide Schenkel um je 1,54 m/2 = 0,77 m;
- die wieder aufgehängte Antenne hat jetzt ihre Resonanz fast genau und für Amateurzwecke ausreichend bei 3,8 MHz!

Das funktioniert bei Dipolen immer. Umgebungseinflüsse setzen gegenüber der berechneten Länge die Resonanzfrequenz *immer* herab, gegebenenfalls bis zu 10%. Mathematisch gesehen handelt es sich in diesem Fall um eine Iteration in einem Schritt.

Achtung! Im Beispiel gefundene Resonanzen oberhalb 3,8 MHz entsprechen einer Oberwellenresonanz, also verwerfen!

18-MHz-Tips

Der 3,5-MHz-Halbwellendipol eignet sich hervorragend als 5/2-λ-Dipol für 18 MHz. Man muß also nicht unbedingt einen 17-m-Band-Dipol aufhängen, man kann einen 80-m-Halbwellendipol dafür betreiben. Die Speisung ist niederohmig, also direkt mit Koaxialkabel möglich. Die Antenne hat, etwa 30° geneigt gegen die Aufhängerrichtung, 4 Hauptstrahlungskeulen, in deren Richtung das Signal etwa 2 dB größer ist als bei einem λ/2-Dipol in seiner Hauptstrahlrichtung. Die Ausbreitungsverhältnisse auf 18 MHz entsprechen einer Kreuzung zwischen 15 und 20 m. Sie sind also derzeit DX-exzellent. Ist man also erst einmal auf 17 m QRV, so reicht als Antenne in jedem Fall der 80-m-Dipol!

Leistungs-Output bei Junction-FET

Beliebt ist der Aufbau eines VFO mit einem Junction-FET. Es läßt sich nicht nur eine hervorragende Stabilität erreichen, sondern auch ein gewisser Leistungs-Output ist erwünscht. Da Produktionschargen meist über ein I_{DSS} im Verhältnis 1:2 streuen (!) können, tritt beim Nachbau einer Schaltung oft das Problem auf, den angegebenen Output zu erreichen. Man nehme daher JFET vom gleichen Typ und messe ihren Drain-Source-Widerstand, z. B. bei offenem Gate bei 1 mA den Spannungsabfall Drain–Source mit einem Digitalmillivoltmeter. Der JFET mit geringstem Spannungsabfall liefert im Normalfall den höchsten Leistungs-Output im VFO-Einsatz.

Z-Dioden-Rauschen

Z-Dioden werden wegen ihres guten Rauschens vielfach als Rauschquellen in Rauschgeneratoren, Rauschbrücken usw. eingesetzt. Oft denkt man nicht daran, daß Z-Dioden zur Spannungsstabilisierung in Niederspannungsnetzteilen, aber auch in unserem Empfänger eingesetzt werden, z. B. zur zusätzlichen Stabilisierung einer Oszillatorversorgungsspannung, und auch dort Rauschen erzeugen (!). Hat man den Verdacht, daß Geräterauschen die Empfindlichkeit eines Empfängers disqualifiziert, so schaue man einmal nach den Z-Dioden im Gerät oder in der Stromversorgung und überbrücke sie, falls noch nicht geschehen, mit einem 100-nF-Scheiben-Kondensator gegen Masse. In einigen Fällen ist man dann erstaunt, wie die Empfängerempfindlichkeit plötzlich zugenommen hat. Kleine Ursache große Wirkung! Auch Netzgleichrichterdioden rauschen. In diesem Fall hilft oft die gleiche Kur. Achtung! Spannungsfestigkeit der Scheibenkondensatoren beachten!

Dualgate-MOSFET-Konverter

So mancher besitzt einen guten Kurzwellenempfänger, oft jedoch beschränkt auf die klassischen KW-Bänder oder sogar nur auf z. B. 80 und 40 m. Nicht verzagen oder gar ein großes Projekt planen, um es dann mangels Zeit wieder ad acta zu legen! Einfache KW-Konverter sind eine gefragte Lösung, um am Empfang der neuen, oft höher frequenten KW-Bänder teilzunehmen. Die in Bild 1a und Bild 1b gezeigten einfachen KW-Konverter mit nur einem Dualgate-MOSFET *40673* (äquivalent *KP 350*) entstammen der QST 1974 bzw. CQ Ham Radio (Japan) 1987. Beide Schaltungen arbei-

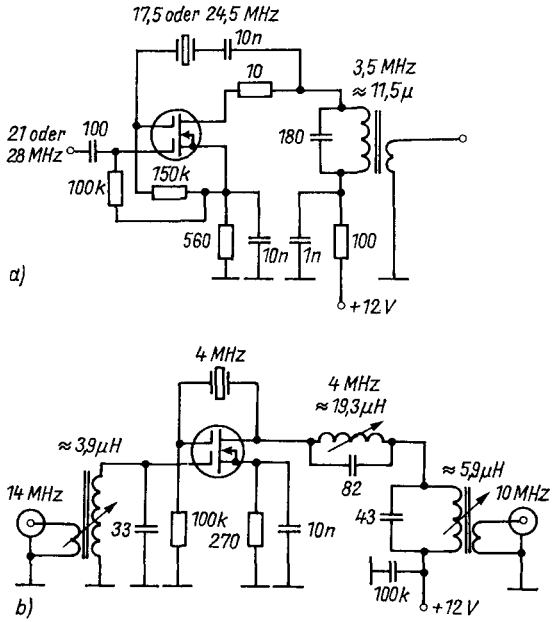


Bild 1 KW-Konverterbeispiele mit Dualgate-MOSFET 40673 oder KP350

ten zuverlässig. Es werden Grundwellenquarze eingesetzt. Die Schaltung mit der Quarzfrequenzsperre in der Drainleitung arbeitet optimal, da sie auf der Quarzfrequenz auch sicher anschwingt, wenn die Sperre sorgfältig abgeglichen wird. Mehrfacheingangskreise wären günstiger, um ZF-Festigkeit und Spiegelfrequenzsicherheit zu gewährleisten.

Beide Schaltungen sind experimentierfreundlich. Die angegebenen *C*-Werte erlauben eine leichte Berechnung der *L*-Werte der Parallelresonanzkreise. Die Koppelwicklungen am kalten Ende der Spulen haben etwa 10% der Windungszahl.

Bandpaßfilter für 80 und 160 m

Die Verwendung von Beverage- oder langen Snake-Antennen für den rauscharmen Empfang auf den angegebenen Bändern verlangen eine Vorverstärkung von 40 bis 60 dB vor dem normalen KW-RX. Starke Mittelwellen-

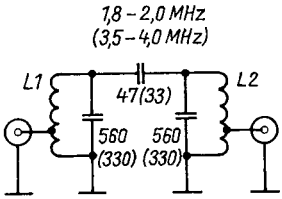


Bild 2
Bandpaßfilter für 160 bzw. 80 m;
L1, L2 160 m: 0,3-mm-CuL, 48 Wdg., Anzapfung bei 8 Wdg.
80 m: 0,5-mm-CuL 29 Wdg., Anzapfung bei 4 Wdg. vom kalten Ende, T50-2 Pulvereisenringkern (s. Text). Nur verlust- und induktionsarme Kondensatoren aus Keramik oder Folie verwenden

sender führen dann häufig zu Intermodulationserscheinungen, die man zu beseitigen wünscht. Der in Bild 2 gezeigte Bandpaß für 160 oder 80 m beseitigt das Problem. Ringkerne aus Pulvereisen tragen die Wicklung. Ihre Streufeldarmut erlaubt in der 2teiligen Abschirmbox einen kompakten Aufbau. Der verwendete Pulvereisenringkern weist einen A_L-Wert von 49 µH/100 Wdg. auf. Das Material Mix 2 hat 10 µ und ist für 1 bis 30 MHz einsetzbar. Die Kernabmessungen betragen 12,7 mm Außendurchmesser, 7,7 mm Innendurchmesser, 4,8 mm Höhe und der Querschnitt 12,1 mm².

Thermistor-Leistungsmesser

HF-Leistungsmessungen im Frequenzbereich HF bis VHF (und darüber) und dazu noch im Milliwattbereich sind äußerst nützlich. Meßobjekte hierfür sind z. B. moderne Oszillatoren, die Mischer oder auch Sendermischstufen im Milliwattbereich ansteuern. In Bild 3 sind Schaltung und Aufbau eines Thermistor-Leistungsmessers skizziert. Als Leistungswandler ist ein Miniatur-1/10-W-Widerstand, selbstverständlich induktionsarm, sehr gut geeignet. Gemessen wird die Änderung des Widerstands einer Thermistorperle mit einem Kaltwiderstand von etwa 100 kΩ bei Raumtemperatur. Bei anliegender HF ändert sich die Temperatur des Widerstands und damit die der in thermischem Kontakt mit ihm stehenden Thermistorperle. Nach 10

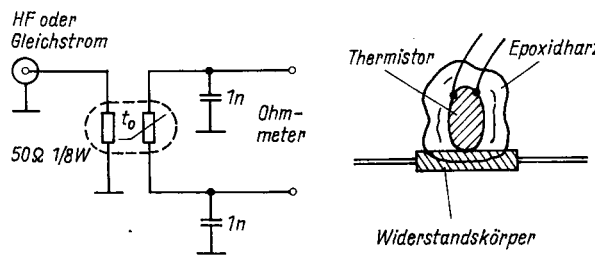


Bild 3 Details zum Thermistorleistungsmesser

bis 30 s ist der Wert stabil, die HF wird abgeschaltet und mit Gleichstrom die gleiche Widerstandsanzeige nachgebildet. Dann ergibt sich $P = 1000 \cdot U^2/R$ in mW, wenn am Leistungswandlerwiderstand R in Ω eine Spannung U in V anliegt.

Das Ergebnis ist ein Effektivwert. Die Wärmekapazität des Systems sollte klein sein! Thermistoren mit hohem TK des Widerstands sind optimal. Mit dem Mustergerät wurde bei 10 mW eine Widerstandsänderung von 7% gemessen. Erfaßt wird die Gesamtleistung des Signals, nicht nur die der Grundwelle, sondern auch die der Harmonischen (falls vorhanden).

Mischer mit Rechteck-Oszillatorsignal verbessern RX-Dynamik

Steuert man einen Doppelbalancemischer mit Rechteck- an Stelle Sinuswellen kräftig an, so daß er gut durchschaltet, so kann man die Dynamik des Empfängers um einige Dezibel steigern. Das Oszillatorsignal soll zunächst eine reine Sinusschwingung sein mit guter Siebung. Nachgeschaltet wird ein guter Sinuswellen/Rechteckwellen-Konverter, wie in Bild 4 dargestellt. Zwischen *C*2 und *C*3 liegt ein Breitbandverstärker, der durchaus durch eine Breitbandverstärkerstufe mit dem *SF 126* nachgebildet werden kann. Die Schaltung ist für 4 MHz (3,5 bis 6 MHz) ausgelegt. VD1 bis VD4 sind *Schottky*-Dioden.

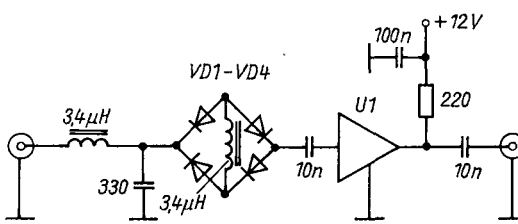


Bild 4 Sinus-Rechteckwellen-Konverter
VD1-VD4 Schottky-Dioden
U1 Mini Circuits MAR3, Avantek MSA 0304 oder MSA 0385

Bandpaßfilter für den Kurzwellentransceiver

Arbeiten Stationen in unmittelbarer Nachbarschaft, z. B. bei einem Feldtag, so lassen sich gegenseitige Störungen kaum vermeiden, auch wenn man auf benachbarten KW-Bändern arbeitet, von Gleichbandstörungen gar nicht zu

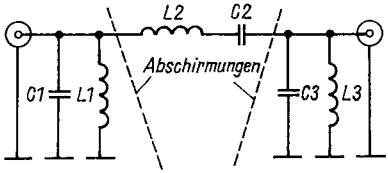


Bild 5
Bandpaßfilter für KW-Transceiver 1,8 bis 28 MHz

Tabelle Filterwerte zu Bild 5

Band in MHz	$C1/C3$ in pF	$C2$ in pF	$L1/L3$ in µH	$L2$ in µH	f_r in MHz
1,8	4000	400	2,2	22	1,75
3,5	2000	200	1,1	11	3,38
7,0	1000	100	0,55	5,5	6,78
14,0	500	50	0,28	2,8	13,56
21,0	330	33	0,18	1,8	20,65
28,0	250	25	0,14	1,4	27,39

reden. Bei letzteren muß man Absprachen treffen. Übrigens tritt dieser Fakt auch auf, wenn eine Klubstation mit mehreren Sendern am selben Contest mitwirkt. Abhilfe schafft weitgehend bei einem Transceiver mit 50 Ω Ein- und Ausgangsimpedanz, wie z. B. beim *Teltow*, ein Bandpaßfilter, das zwischen den Tcvr und das Antennenpaßgerät geschaltet wird. Ein 3poliges *Butterworth*-Bandpaßfilter nach Bild 5 und der Tabelle ist fast immer ausreichend. Es ist im Band verlustarm und flach und hat eine ausreichende Nachbarbandselektion.

Ein Aufbau mit Pulvereisenringkernen ist besonders auf den ersten 3 KW-Bändern günstig. Drahtstärken von 0,8-mm-CuL sind bis 100 W HF ausreichend. Der Aufbau mit Luftspulen auf den höheren Bändern erfordert große Abschirmboxen für jede der 3 Filtersektionen. Polystyrolwickelkondensatoren oder Scheiben/Rohrkondensatoren mit 500 V Spannungsfestigkeit sind ausreichend. Der Abgleich ist relativ einfach mit einem Dipper und einem Abhörempfänger bei den in der Tabelle angeführten Frequenzen f_r vorzunehmen. Man koppelt nur schwach ein, und es wird als Parallelresonanzkreis $L1$ $C1$, $L2$ $C2$, $L3$ $C3$ das L abgeglichen. Hartnäckige Probleme löst man durch Serienschaltung zweier Filter oder den Aufbau eines 5poligen Filters. Der mittlere Parallelresonanzkreis ist dann mit $L3 = 1/2\ L1$ und $C3 = 2\ C1$ auszulegen und wie oben abzugleichen.

Rauschmeßbrücke hilft beim Vorabgleich des Sender-Ausgangsnetzwerks

Leistungsendstufen in Röhrentechnik über 100 W Input verlangen bereits während des Aufbaus einen sorgfältigen Abgleich des Ausgangsnetzwerks, vorzugsweise eines *Collins*-Filters. Auch Berechnungsformeln sind nur gut für die Voreinstellung. Um sich in diesem Fall zu helfen, ist der Einsatz einer Rauschmeßbrücke sehr nützlich. Man verwende für den Abgleichprozeß folgenden Algorithmus:

- Netzversorgung vom Netz trennen;
- berechnete Werte für das *Collins* realisieren;
- Arbeitswiderstand der Röhre berechnen: $R = U_a/(K \cdot I_a)$ mit K = 1,3; 1,5; 1,57; 2,0 für A-, B-, AB-, C-Verstärker;
- kleinen induktionsarmen Widerstand mit dem Wert R zwischen Anode der Endstufenröhre und Masse löten;
- Rauschmeßbrücke am Ausgang des Ausgangsnetzwerks anschließen;
- Brücke auf Reaktanz 0 und reell 50 Ω einstellen;
- RX an Rauschmeßbrücke anschließen und Auslegungsfrequenz einstellen;
- erreicht man mit C (Anode), C (Ausgang) und L (Quer) ein 0, so ist der Abgleich bereits abgeschlossen, in vielen Fällen muß jedoch L (Quer) gegenüber dem Rechenwert geändert werden;
- nicht vergessen, den Widerstand R wieder auszulöten;
- Inbetriebnahme des abgeglichenen *Collins* ausschließlich nur mit den für jedes Band gefundenen Einstellwerten.

Übrigens ist das Arbeiten mit einer Rauschmeßbrücke sehr nützlich. Man entwickelt sehr schnell das Gefühl für das Verhalten eines Netzwerks beim Abgleich.

Gerätetest mit einfachem Strombegrenzer

Nützlichkeit und Wirkung der in Bild 6 gezeigten Strombegrenzungsschaltung sind überzeugend. Monate bzw. auf Jahre nicht genutzte Geräte wie netzbetriebene Sender, Empfänger (BC und TV), Tontechnik, Meßgeräte mit eigener Stromversorgung verabschieden sich beim Umlegen des Netzschalters auf »Ein«. Ursachen sind dafür oft Elektrolytkondensatoren, deren Spannungsfestigkeit mit Lagerung abnimmt, aber auch die Feuchte in Transformatoren u. a. Beginnt man mit Schalterstellung 10 W und geht nach etwa jeweils 5 min (Erfahrungswert) auf 20, 40, 60, 100, 200 W über, so geschieht in vielen Fällen eine Regeneration des Geräts. Man muß also nicht unbedingt einen Regeltransformator besitzen.

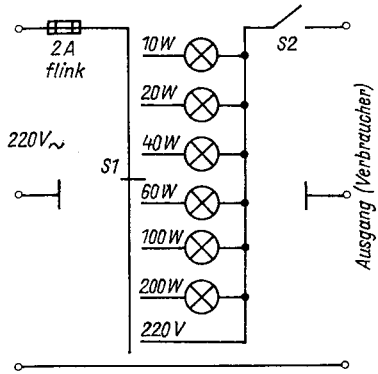


Bild 6
Einfacher Strombegrenzer für Gerätetests

Einen Lötkolben kann man in der richtigen Schalterstellung auf Betriebstemperatur halten, ohne ihn zu überheizen. Überbrückt man das Lampensextett, legt also volle Netzspannung an, so schützt eine 2-A-Feinsicherung ein Gerät meist besser als die Haussicherung.

Fast rutschfeste Handmorsetaste

Handelsübliche Morsetasten, auch mit schwerer Bodenplatte, liegen auf einer glatten Unterlage kaum rutschfest, so daß man sie oft festschraubt oder auch mit einer Hand festhält. Sogenanntes Moosband, ein 1seitig klebendes Schaumstoffband, wie es für die Fenster- und Türdichtung verwendet wird, schafft weitgehende Abhilfe. 2 bis 3 Streifen unter die Taste geklebt (vorher eventuell Füße entfernen) machen diese rutschfest. Die 1seitig offenen Poren des Schaumstoffes wirken wie Saugnäpfe auf glatter Fläche und weisen einen hohen Reibungswiderstand auf rauher Fläche auf. Liegt die Taste auf einer Glasplatte, so helfen auch Saugnäpfe, wie z. B. bei Fliesenaufhängern üblich.

Erdungstechnik für den Feldtag

Will man an einem Feldtag teilnehmen und die Station mit einer Langdrahtantenne, also sozusagen »1beinig«, betreiben, so benötigt man zumindest einen guten Erder. Meist werden eine Reihe Erder (Metallstäbe) rund um die Station in den Boden geschlagen und parallel mit dem Erdpunkt des TX, der Antenne verbunden. Untersuchungen haben ergeben, daß 4 in einer Reihe eingeschlagene Erder, in Serie geschaltet und mit der Station

verbunden, eine wirksamere Erdung ergeben als die hergebrachte Technik der Parallelschaltung. Erder über 50 cm Länge sind kaum erforderlich.

Einiges über Resonanzlautsprecher

Es ist sehr anstrengend, stundenlang einen Kopfhörer aufzuhaben und Telegrafie zu lauschen. Daher wird oft auf reinen Lautsprecherbetrieb ausgewichen. Jeder kennt die Erscheinung, daß ein 1seitig geschlossenes Rohr, ja eine leere Bierflasche, mit einem scharfen Luftstrom durch die Lippen geblasen, zu einem Ton angeregt werden kann. Die Luftsäule schwingt in Resonanz (Eigenresonanz), vorgegeben durch die mechanischen Abmessungen Länge, Durchmesser usw. Ein dynamischer Hochtonlautsprecher von etwa 5 cm Durchmesser kann mit einem Vorschalt-Kondensator unterhalb 1000 Hz zur Eigenresonanz gebracht werden (NF ankoppeln, Spannung am Lautsprecher messen, Peak). Befestigt man mit Lenker- oder Pflasterband diesen Lautsprecher auf einem PVC-Rohr und stellt dieses unten offene Rohr auf eine glatte Unterlage mit 3 10-Pf-Stücken als Füße, so sinkt die Resonanzfrequenz dieses neuen elektromechanischen Gebildes ab. Bei Justage von C und Rohrlänge findet man eine scharfe Resonanz bei einigen hundert Hertz. Man erzielt eine ausgezeichnete NF-Selektion. Es ist mit Geduld zu experimentieren. Der Erfolg wird sich einstellen, ebenso eine gute Sinusqualität und Resonanzschärfe. Man gehe von einer Rohrlänge von 15 cm aus und kürze schrittweise.

Wiederbelebung von NiCd-Zellen

NiCd-Zellen sollen nicht unter 1 V entladen werden. Sie müssen dann nachgeladen werden, etwa 10 bis 15 h bei 1/10 der angegebenen Amperestundenzahl in Ampere. Bleiben NiCd-Zellen längere Zeit liegen, so scheinen sie tot zu sein oder gar ihre Polarität hat gewechselt. Was nun? In die-

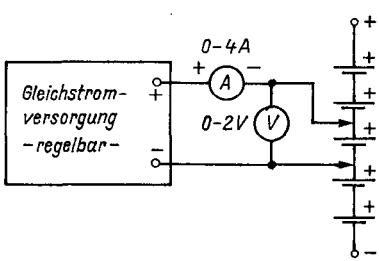


Bild 7
Schaltung zur Wiederbelebung von NiCd-Zellen

sem Fall hilft keine Normalladung mehr, die Zelle bleibt tot. Oder? Man kann 2 Methoden der Lebensrettung versuchen:

1) – Verwende Schaltung nach Bild 7;
   – regele auf den 20fachen Ladestrom (= 2fach Ah in A);
   – nach etwa 10 s (Faustwert) steigt die Batteriespannung innerhalb weniger Sekunden auf 1 bis 1,3 V;
   – Ladestrom rasch auf den Normalwert (s. o.) herunternehmen und Zelle aufladen.
2) – Man erwärme in obiger Schaltung die »tote« Zelle vorsichtig in einem Wasserbad ohne jeglichen Ladestrom;
   – in vielen Fällen verschwindet die Wechselpolarität, und ein Wert über 1 V stellt sich ein;
   – beginne mit der Normalladung und lasse das Wasser abkühlen.

Bei beiden Methoden spielt die Wärme während der Lebensrettung eine Rolle. In diesem Fall wird ein chemischer Regenerationsprozeß aktiviert.

Sorgfältige Pflege von NiCd-Zellen verlangt monatliche Entladung und volle Neuladung. Dann und nur dann erreicht man 500 und mehr Entladungs-Lade-Zyklen, wie sie von den meisten Herstellern angegeben werden.

In Serie geschaltete Zellen, sogenannte Packs, sind einzeln zu messen. Tote Zellen sind nach 1. zu regenerieren. Alle Zellen müssen dann auf die gleiche Entladespannung von 1 V entladen werden. Erst dann kann man die oft teuren Packs wieder normal laden. Achtung! Beim Laden immer + an Plusklemmen und − an Minusklemmen schalten, auch wenn die Polarität anders ist, z. B. bei »toten« Zellen. Beispiel: Zelle 2 Ah, Normalladung 200 mA, Regenerationsstrom 4 A (s. auch 1.).

Bei 1. muß man sehr vorsichtig sein. Eine Unaufmerksamkeit kann zur Zellenexplosion führen. Daher immer einen Spritzschutz verwenden und auf laugeresistenter Unterlage arbeiten!

Einfacher Feldstärkemesser

Bild 8 zeigt einen extrem einfachen Feldstärkemesser, wie man ihn für Antennenabgleicharbeiten jeglicher Art verwenden kann. Es handelt sich um einen 2 × 60-cm-Dipol mit HF-Meßkopf und Digitalvielfachmesseranschluß. Die Nahfeldempfindlichkeit ist zwischen 80 und 2 m ausgezeichnet. Der Meßdipol hängt horizontal bei Nutzung des horizontalen 80-m-Dipols bzw. vertikal bei der Verwendung einer 2-m-Groundplane-Antenne. Die Zuführung zum Digitalmultimeter sollte so kurz wie möglich, jedoch immer über eine verdrillte Leitung geführt werden. Verwendet man als Meßinstrument einen hochohmigen Vielfachmesser, so sollte man beide Widerstände wenigstens auf 10 kΩ herabsetzen.

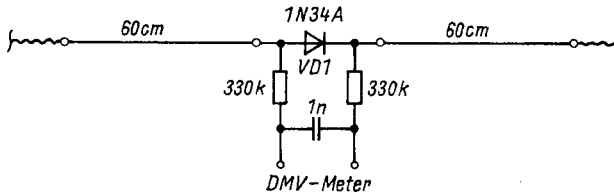


Bild 8 Sehr einfacher Feldstärkemesser, der Einsatz von Ge-HF-Dioden wird empfohlen, jedoch sind auch schnelle Si-Schaltdioden möglich

Wo kommen die Namen D-, E- und F-Schicht her?

Zu dieser Frage schrieb ein *Sir Edward Appleton* 1943 (gekürzt wiedergegeben): »In früheren Arbeiten mit BC-Wellenlängen beobachtete ich Reflexionen an der *Kennelley-Heaviside*-Schicht, und in meinem Diagramm verwendete ich den Buchstaben E für den elektrischen Vektor der herabkommenden Welle. Im Winter 1925 erhielt ich Reflexionen von einer höher gelegenen und komplett unterschiedlichen Schicht. Ich nannte sie F-Schicht. Fast zum gleichen Zeitpunkt erhielt ich noch Reflexionen von einer sehr niedrigen Schicht, die ich dann mit einem D bezeichnete. Ich nannte sie also nicht A, B, C, um Platz nach oben und unten zu lassen vorbehaltlich zukünftiger Untersuchungen.«

Siehe hierzu: J. of Atmosperic and Terrestrial Physics **13** (1959), Heft 3/4, Seite 382.

Sir Appleton ist der Entdecker und Taufpate der D-, E- und F-Schicht.

17 Sprachaufbereitung – eine Übersicht

Ing. Frank Sichla – Y51UO

Sprachaufbereitung oder -behandlung verfolgt das Ziel, durch Beeinflussung der Signalform die Verständlichkeit bei der Übertragung zu erhöhen. Die damit zusammenhängenden Probleme sind schon seit langem bekannt. Seit mit Schaltkreisen komplexere Systeme leicht realisiert werden können, hat auch die Schaltungstechnik auf diesem Gebiet, auf dem die einfachste Lösung ausnahmsweise einmal nicht die genialste ist, einen gewissen Endpunkt erreicht. Dieser Beitrag verschafft dem »frischgebackenen« OM einen Überblick über alle Methoden. Er soll zur praktischen Betätigung auf einem Gebiet anregen, aus dem in den vergangenen 10 Jahren nicht mehr viel zu berichten war, das aber stets aktuell ist.

Grundsätzliches

Prinzipiell unterscheidet man 3 Verfahren: *Höhenanhebung, Kompression* und *Klippung.* Sie können allein oder kombiniert angewendet werden. Die Spektralverteilung der Sprache ist zwischen 300 Hz und 3 kHz sehr ungleich. Bei 600 Hz liegt ein Maximum, dann fällt die Intensität mit steigender Frequenz stark ab (bei 3 kHz etwa −20 dB). Mit einem frequenzlinearen Modulationsverstärker würden daher die niedrigen Frequenzen den Sender voll aussteuern. Frequenzen unter 700 Hz sind jedoch vornehmlich nur für die Sprachcharakteristik von Bedeutung. Hinzu kommt, daß Störungen wie Rauschen, Knacken, Prasseln eine frequenzunabhängige Spektraldichte aufweisen. Höhenanhebung im Modulationsverstärker (Preemphasis) ist daher sehr sinnvoll. Zwar klingt die Sprache im Empfänger unnatürlich, doch die Verständlichkeit leidet nicht.

Die Dynamik menschlicher Sprache liegt bei etwa 24 dB. Im Mittel wird der Sender daher nur wenig »ausmoduliert«. Gelingt es, Amplitudenspitzen

der Modulationsspannung zu vermeiden und den kleinen Amplituden mehr Geltung zu verschaffen, kann man mit hohem und gleichmäßigem Modulationsgrad arbeiten. Man erhält auf diese Weise eine gesteigerte Energiedichte der gesendeten Informationen. Nimmt man nur einmal 6 dB an, so bedeutet das eine Erhöhung des Outputs auf das 4fache, und das entspricht immerhin genau einem S-Punkt. Der gesamte Gewinn zeigt sich aber nicht nur am S-Meter, sondern auch subjektiv durch Zunahme der Verständlichkeit und des Störabstands infolge der besonderen Prägnanz der Sprache. Das erscheint unlogisch, wenn man annimmt, daß die Verständlichkeit durch Kompression oder Klippung leide. Das ist aber nicht der Fall. Nachweislich ist die Amplitudenkomponente ohne Einfluß auf die Verständlichkeit. Diese wird ausschließlich durch den Nulldurchgang der Phasenkomponente beeinflußt.

Aus beiden Effekten bezieht das verdichtete Signal seine gesteigerte »Schlagkraft«. Diese kann, gut geglückte Aufbereitung vorausgesetzt, in der Wirkung einer bis zu 10fachen Leistungssteigerung gleichkommen. Im allgemeinen liegt man nicht so gut, daß eine gewisse Übersteuerung im Normalbetrieb meist ohne Nachteile praktikabel ist, die Verdichtung selten ganz optimal gehalten werden kann und die Wirkung von der Sprechdisziplin abhängt. Das gilt besonders für Klipper. Um den günstigsten Klippungsgrad zu wahren, ist das Mikrofon mit gleichmäßiger Lautstärke aus konstantem Abstand zu besprechen. Es hat daher – nachweislich – Sinn, einem Klipper einen Dynamikkompressor vorzuschalten. Beim Festlegen des Klippungsgrades darf man nicht bis an die Grenze der Verständlichkeit gehen, denn durch die Übertragung wird die Lesbarkeit weiter reduziert. Hintergrundgeräusche sind unbedingt zu vermeiden, da sie beim Partner weit stärker als sonst hervortreten. Gegen Raumhall oder Atemgeräusche läßt sich jedoch kaum etwas ausrichten. Wenn die Übertragungsbedingungen nicht schlecht sind, sollte daher der Klipper abgeschaltet bleiben.

Und noch etwas ist zu beachten: Das Ansteigen der mittleren SSB-Sendeleistung erfordert eine entsprechend leistungsfähige PA einschließlich Netzteil. Anoden- bzw. Kollektorspannung dürfen durch die Sprachaufbereitung nicht absinken.

NF-Kompression

Beim NF-Dynamikkompressor wird die Verstärkung der unmittelbaren Mikrofonspannung durch die Amplitude des Sprachsignals geregelt. Dazu wird das verstärkte Signal spitzengleichgerichtet und gesiebt. Diese Regelspannung bewirkt an einem die Verstärkung beeinflussenden Bauelement, daß größere Spannungen weniger als kleinere verstärkt werden. Übersteuerung

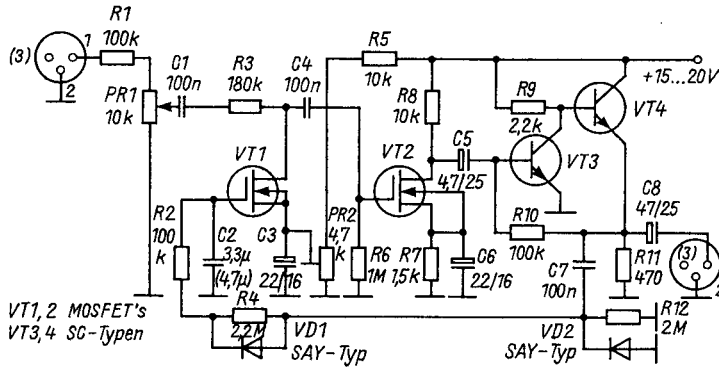


Bild 1 Schaltung eines Mikrofonvorverstärkers mit Dynamikkompressor

wird vermieden, was besonders bei FM wichtig ist, da beim Arbeiten über Relais zu großer Hub zum Aussetzen des Trägers führen kann.

Die Schaltung nach Bild 1 für einen *Sprachdynamikkompressor* geht auf [1] zurück. VT1 arbeitet als veränderbarer Widerstand eines Spannungsteilers für die Mikrofonspannung. Der Arbeitspunkt wird mit RP2 eingestellt. VD1 bewirkt das sofortige Aufladen von C2. Die Entladung kann demgegenüber nur langsam geschehen. In Wortpausen wird folglich nicht sofort aufgeregelt, wodurch sich das »Hintergrundproblem« entschärft. Bild 2 zeigt die Regelcharakteristik des Musters.

Ein *Silbenkompressor* hat die Aufgabe, alle Silben auf gleichen Spitzenwert zu verdichten. Dabei soll die Hüllkurvenform jeder einzelnen Silbe möglichst erhalten bleiben. Das erfordert einen Kompromiß bei den Regelzeitkonstanten. Man wählt die Zeitkonstante für das Abregeln der Verstärkung zu etwa 2 ms, die für das Aufregeln gleich oder wenig größer. Durch Verkleinern von C2 und R4 können diese Verhältnisse bei der Schaltung

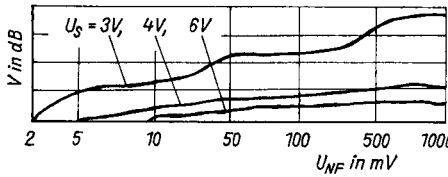


Bild 2 Regelspannungskennlinie des Dynamikkompressors bei NF-Eingangsspannungen von 5 bis 1000 mV, Parameter ist die Sourcespannung. Demnach sind 4 bis 5 V günstig. Der Regelumfang erreicht dann 46 dB. Das heißt, im genannten Eingangspannungsbereich wird auf 1 V ± 2 dB ausgeregelt.

nach Bild 1 erreicht werden. Je kleiner die Zeitkonstanten, um so unnatürlicher der Klang, um so größer aber im allgemeinen die Wirkung eines Kompressors.

Ein grundsätzlicher Nachteil der NF-Kompressoren besteht darin, daß ihre Effektivität stark von Klangfarbe und Artikulation abhängt. Eine individuelle Erprobung der Zeitkonstanten ist für ein gutes Ergebnis unumgänglich. Läßt man die Zeitkonstanten gegen 0 gehen, gelangt man zum *Momentanwertkompander.* Da solch ein schneller, gegengekoppelter NF-Verstärker leicht in Selbsterregung geraten kann, kommt er nicht zum Einsatz. Ein NF-Klipper wird vorgezogen, zumal die Wirkungen gleich sind.

HF-Kompression

Eine *automatische Pegelregelung* (Automatic Level Control, ALC) in der Linearendstufe des SSB-Senders ermöglicht es, diese bei Vermeidung von Übersteuerung sehr hoch auszusteuern. Sie wirkt daher in geringem Maße sprachaufbereitend.

NF-Klippung

Beim *Klipper ohne Höhenanhebung* ist ein Klippungsgrad von maximal 20 dB zu erreichen. Im Bereich 200 bis 700 Hz ist das Sprachsignal besonders energiehaltig (im Bereich 900 Hz bis 1,5 kHz akzentuieren primär die Zischlaute von Konsonanten). Durch die Klippung entstehen Oberwellen. Wird ein steiler 3-kHz-Tiefpaß nachgeschaltet, können Oberwellen von Frequenzen unter 1,5 kHz dieses unbeeinflußt passieren. Es ergeben sich für die Grundfrequenzen 600 Hz (Intensitätsmaximum!) Oberwellen bei 1,2; 1,8; 2,4 und 3 kHz mit $\frac{1}{3}$, $\frac{1}{5}$, $\frac{1}{7}$ und $\frac{1}{9}$ der Grundamplitude. Davon würde nur die 4. Oberwelle etwas geschwächt werden.

Durch Intermodulation (IM) wird das ursprünglich gar nicht vorhandene Frequenzspektrum weiter angereichert. Während die Oberwellen hauptsächlich die Natürlichkeit der Sprache beeinflussen, senken die IM-Produkte in erster Linie die Verständlichkeit. Dadurch wird der durch die Leistungserhöhung erreichte Nutzen wieder fast zunichte gemacht. Eine solche Sprachaufbereitung muß deshalb angesichts besserer Möglichkeiten abgelehnt werden.

Ein Ausweg besteht im *Klipper mit Höhenanhebung.* Bild 3 bringt ein solches Beispiel. Mit dieser Schaltung nach [2] werden die tiefen Frequenzen vor der Begrenzung abgesenkt, und der Bereich um 1,2 kHz wird angehoben. Der Klipper besteht aus dem Eingangsverstärker A1, nach dem eine

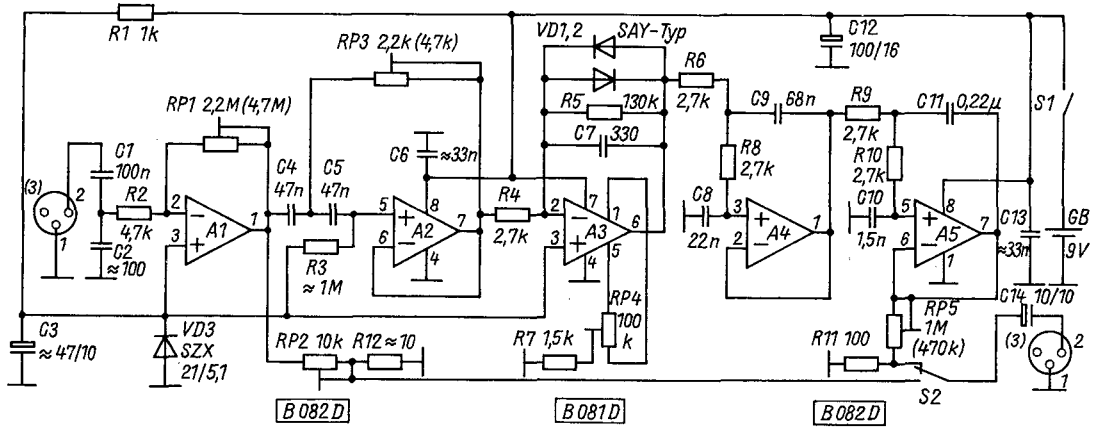


Bild 3 Mikrofonvorverstärker mit Klipper und Höhenanhebung

vorverstärkte Spannung abgenommen werden kann, dem Filter A2, das Frequenzen unter 800 Hz absenkt und den Bereich 1 bis 1,5 kHz anhebt, dem Begrenzer A3 sowie dem Tiefpaß mit A4 und A5. Mit dem Umschalter kann zwischen vorverstärktem und geklipptem Signal gewählt werden. Das ist besonders beim *Teltow* günstig, bei dem man normalerweise das Mikrofon für höchste Verständlichkeit sehr stark besprechen muß.

Mit RP4 sollte mit einem Sinusgenerator und einem Oszilloskop exakte symmetrische Begrenzung eingestellt werden. Dann kompensieren sich nämlich am Ausgang die IM-Produkte und Harmonischen ungerader Ordnung. Die anderen Einstellungen findet man sehr gut mit einem Magnetbandgerät. Dabei wird nicht aufgezeichnet, sondern das Signal über Kopfhörer wahrgenommen und am Aussteuerungsmesser beobachtet. Zunächst wird RP1 so eingestellt, daß bei leichtem Besprechen gerade Begrenzung eintritt. RP3 bewirkt in diesem Zusammenhang die individuelle Sprachanpassung. Mit dieser Schaltung kann ein hoher Klippungsgrad gefahren werden, ohne daß die Verständlichkeit sinkt; als Maximum darf man etwa 35 dB annehmen [3]. Liegt die Einstellung für RP1 und RP3 fest, werden RP2 und RP5 so fixiert, daß die Ausgangssignale gegenüber direktem Mikrofonanschluß etwa 6 dB höher liegen.

Noch einige Hinweise zur Schaltung: Bei 25 mV Ausgangsspannung von A2 muß die Begrenzung einsetzen; die Ausgangsspannung von A3 wird dann auf 1,2 V »geklemmt« (Spitze-Spitze-Werte). *C7* ist zur Rauschunterdrückung vorgesehen. Der sich anschließende aktive Tiefpaß 4. Ordnung hat eine Grenzfrequenz von 2,5 kHz und senkt die Frequenz 3,5 kHz bereits um 40 dB ab. (Die Notwendigkeit eines guten Ausgangstiefpasses wird manchmal überschätzt. Fehlt er, so übernimmt spätestens das SSB-Filter seine Funktion.) Um die Wirkung der Oberwellen völlig zu unterdrücken und den Einfluß der IM-Produkte entscheidend zu beschränken, muß man mit dem »NF-Geradeauskonzept« eine Absage erteilen.

ZF-Klippung

Klippt man das SSB-Signal im Filtersender, so können alle Oberwellen und fast alle IM-Produkte ausgefiltert werden. Bild 4 zeigt diese Methode, die

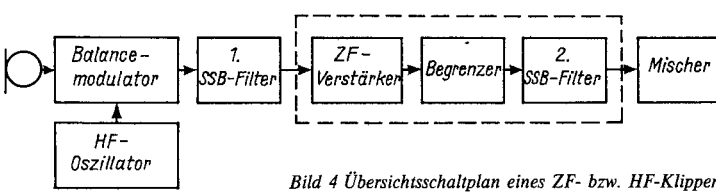


Bild 4 Übersichtsschaltplan eines ZF- bzw. HF-Klippers

manchmal auch HF-Klippung genannt wird. Zusätzlich werden ein ZF-Verstärker, der Begrenzer und ein 2., dem 1. ähnliches oder gleiches SSB-Filter benötigt. Der ZF-Verstärker ist erforderlich, damit der Pegel vor dem 1. SSB-Filter so gering gehalten werden kann, daß nicht schon der Balancemodulator klippt. Die IM-Produkte, die noch im Bereich der Filterbandbreite liegen, sind wegen des hohen Abstands zwischen Durchlaßbereich des Filters und NF-Bandbreite so gering, daß sie kaum noch stören. Die Verständlichkeit ist daher sehr hoch.

Wird der Sender mit Eintonansteuerung (z. B. Pfeifen oder Sprechen eines gedehnten A ins Mikrofon) abgestimmt, ist zu berücksichtigen, daß die Ansteueramplitude bei anschließender Besprechung des Mikrofons um etwa 2 dB zunimmt. (Sprachansteuerung entspricht bezüglich des Pegels Zweitonansteuerung, und diese liefert in diesem Fall eine theoretisch um 2,1 dB höhere Amplitude als Eintonansteuerung.) Das zusätzliche Filter macht ZF-Kompression zu einer relativ teuren Angelegenheit. Zudem ist beim Nachrüsten ein Eingriff, der auch ein gewisses Volumen benötigt, erforderlich. Obwohl sie die besten Ergebnisse liefert, ist diese Methode daher beim Amateur selten anzutreffen.

Sprachaufbereitungssystem

Um den bei Klippung entstehenden unerwünschten Tönen auszuweichen, kann man das zu behandelnde Signal in eine höhere Frequenzlage am Ende des NF-Bereichs umsetzen. Dieses Vorgehen ähnelt prinzipiell der Frequenzaufbereitung im Filtersender, erfordert also eine hohe Anzahl von Baugruppen. Es sind jedoch keine teuren Bauelemente erforderlich, und weil sich mit geeigneten IS mehrere Baustufen zusammenfassen lassen, kann man klein und preiswert bauen. Zudem entsteht eine externe, separate Einheit, die sich bei allen Sendern verwenden läßt. Ein solches Sprachaufbereitungssystem sollte daher vom Amateur als wohl geeignetste Methode vorgesehen werden.

Bild 5 zeigt den Grundaufbau. Der NF-Oszillator liefert z. B. 15 kHz. Für das 1. NF-Filter eignet sich bereits ein Tiefpaß mit etwa dieser Grenzfrequenz. Dieses Filter oder der Begrenzer müssen so weit vorverstärken, daß nicht schon der Balancemodulator klippt. Das 2. NF-Filter kann z. B. ein *LC*-Filter mit einer oberen Durchlaßfrequenz bei 15 kHz sein. Zur Unterdrückung eines eventuellen Trägerrestes läßt sich dem Produktdetektor ein Tiefpaß nachschalten. Eine gute Bauanleitung einschließlich Leiterplatte bietet [4]. Diese Sprachaufbereitungseinheit kann mit wenig Mühe aufgebaut und abgeglichen werden und hat sich auch bei *Y51ZO* bewährt.

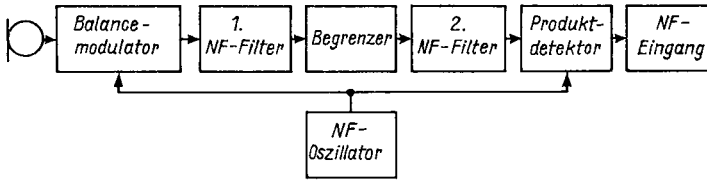


Bild 5 Übersichtsschaltplan eines Sprachaufbereitungssystems

Unkonventionelles

Bei der *Höhenanhebung* ist ein Anstieg von 6 dB/Oktave günstig. Mit der Schaltung nach Bild 6 können hingegen schalldruckabhängig die Tiefen abgesenkt werden. Der 1. Operationsverstärker verstärkt 100fach. Das Ausgangssignal wird vom 2. Operationsverstärker gleichgerichtet. Er arbeitet als nichtinvertierender Einwegpräzisionsgleichrichter. Bei Zunahme der Ausgangsgleichspannung nimmt die negative G-S-Spannung des FET betragsmäßig ab, so daß auch sein Kanalwiderstand sinkt. Daher werden in Verbindung mit dem Eingangskondensator bei hoher Mikrofonspannung die Tiefen vor Erreichen des Verstärkers abgesenkt.

Man hört oft, der *Teltow* hätte eine gute Modulation. Diese Meinung entsteht vor allem, weil die Koppelkondensatoren im Modulationsverstärker (zu) groß sind und daher die Natürlichkeit der Sprache erhalten bleibt. Daß dann die Modulation gerade nicht gut ist, wurde eingangs deutlich. Mit der Schaltung kann man bei normaler Besprechung den »*Teltow*schen Wohl-

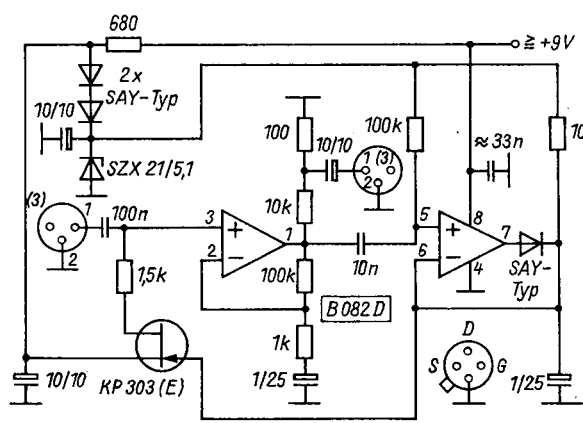


Bild 6 Mikrofonvorverstärker mit sprachgesteuerter Tiefenabsenkung

klang« erhalten, bei starker Besprechung aber eine trotzdem wenig begrenzte Aussteuerung bei erhöhter Verständlichkeit erreichen. Die Sprache klingt dann »hart« und ähnlich wie beim Telefon. Eingangskondensator und Drainwiderstand müssen eventuell optimiert werden, da die FET-Kennwerte stark streuen. Eine Höhenanhebung läßt sich zusätzlich mit einem Kondensator von etwa 100 nF zwischen invertierendem Eingang des 1. Operationsverstärkers und Masse erreichen. Da aktive Hochpässe zur Selbsterregung neigen, sollte man gleichzeitig mit einem Kondensator 330 pF zwischen nichtinvertierendem Eingang und Ausgang einen aktiven Tiefpaß 5 kHz realisieren.

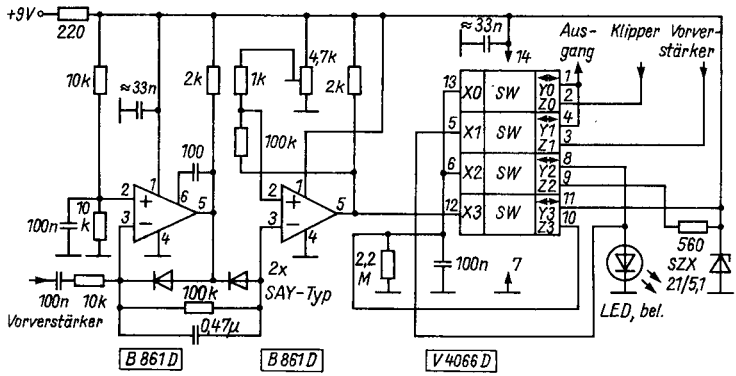


Bild 7 Schaltung eines sprachgesteuerten elektronischen Umschalters

Man kann auch den Einsatz eines Dynamikkompressors oder Klippers vom Sprachpegel abhängig machen. Bild 7 zeigt die Lösung für einen von der Signalamplitude gesteuerten elektronischen Umschalter. Er setzt sich aus einem Zweiwegpräzisionsgleichrichter und CMOS-Schaltern zusammen. Die Schalter 0 und 1 bilden den Signalumschalter, der Schalter 2 betätigt eine LED zur Kontrolle seines Zustands, und der Schalter 3 bewirkt die Inversion der Steuerspannung, die zur Erreichung der Umschaltfunktion erforderlich ist. Mit dem Einstellwiderstand läßt sich die Umschaltschwelle festlegen. Dabei gibt es eine Hysterese von etwa $U_{\text{eff}} = 20$ mV (1 kHz). Ab einem bestimmten Mikrofonsignalpegel liegt – bezogen auf die Schaltung nach Bild 3 – nicht mehr der Vorverstärker, sondern der Klipper im Signalweg. (Wegen des zusätzlichen Rauschens des Analogschalters sollte man nicht das niedrige Mikrofonsignal bzw. das abgesenkte Klippsignal schalten.) Die Ansprechverzögerung beträgt 50 ms, die Abfallverzögerung 250 ms.

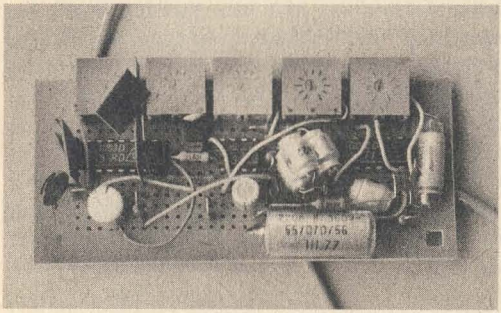


Bild 8
Funktionsmusteraufbau des Klippers mit Höhenanhebung nach Bild 3

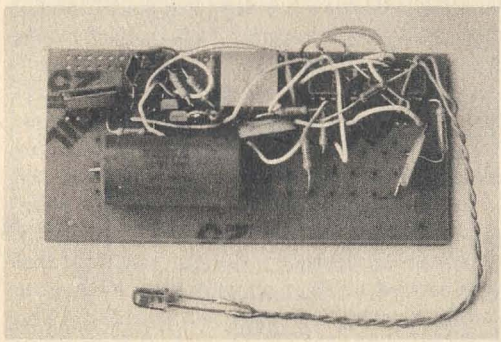


Bild 9
Funktionsmusteraufbau des sprachgesteuerten Umschalters nach Bild 7

Wenn die Sprachaufbereitungseinheit separat aufgebaut wird, genügt meist eine Batteriestromversorgung. Das sichert auch geringste Brummstörspannung. Damit man das Ausschalten nicht vergißt, sollte eine Kontrolle mit LED vorgesehen werden. Bei den vorgestellten Schaltungen muß man weiterhin beachten, daß Falschpolung die IS zerstört. Eine 1-A-Diode parallel zur Schaltung bannt diese Gefahr.

Schließlich sei noch eine ungewöhnliche, aber sehr interessante Methode der NF-Sprachaufbereitung vorgestellt. Als Ausgangspunkt dieser *analytischen Methode* zur Reduzierung der Sprachdynamik besteht die Tatsache, daß die Sprache analog zu einem amplitudenmodulierten Signal das Produkt aus 2 zeitabhängigen NF-Funktionen ist. Sie besteht aus Sprachfrequenzanteil (Frequenz von etwa 30 Hz bis 3 kHz) und Dynamik (Hüllkurve). Es ist korrekt, diesen Sachverhalt mit der Gleichung

$$S\,(\text{Sprache}) = SF\,(\text{Sprachfrequenzanteil}) \times DY\,(\text{Dynamik})$$

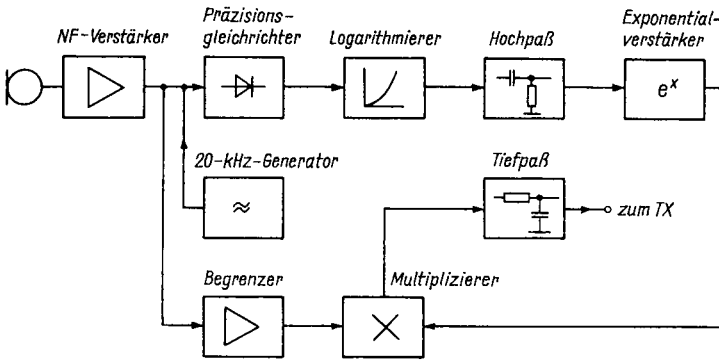


Bild 10 Prinzipschema der analytischen Methode zur Reduzierung der Sprachdynamik

zu beschreiben. Die aufmodulierte Dynamik bestimmt den Sprachenergieinhalt.

Bild 10 zeigt das Grundprinzip dieser analytischen Sprachaufbereitung. Ein NF-Verstärker bringt zunächst das Mikrofonsignal auf einen praktikablen Pegel. Dann richtet ein aktiver Präzisionsgleichrichter so gleich, daß die negative Halbwelle zur positiven hochgeklappt wird. Das ist für die gewünschte Betriebsweise des nachfolgenden Logarithmierers notwendig, an dessen Ausgang das Signal dann die Form

$$SP = \ln (SF \times DY)$$

annimmt. Gemäß der mathematischen Beziehung

$$\ln (a \times b) = \ln a + \ln b$$

ergibt sich auch

$$\ln SP = \ln SF + \ln DY.$$

Diese Summe läßt sich durch ein Hochpaßfilter nach Frequenzanteilen trennen. Am Ausgang dieser Stufe erscheint nur noch das Signal ln SF. Der Exponentialverstärker wandelt es in die Form

$$e^{\ln SF} = SF$$

um.

Da aber nur positive Spannungen logarithmiert werden konnten, besteht dieses Signal ebenfalls nur aus positiven Halbwellen, die wegen der fehlenden Dynamik gleiche Amplituden aufweisen. Zur Rückgewinnung des ursprünglichen Signals SF als reine Wechselspannung ist die Multiplikation

mit einem bipolaren Rechtecksignal möglich. Das wird durch den Begrenzer bereitgestellt. Am Ausgang des Multiplizierers bewirkt ein Tiefpaß die Unterdrückung unerwünschter Frequenzen, die durch nicht ideale Arbeitsweise entstehen können.

Das IM-Problem ist bei dieser Methode nicht relevant. Und auch noch in einer anderen Frage ergibt sich ein beachtlicher Vorteil: Durch Einspeisen des Signals aus dem 20-kHz-Generator bleibt in den Sprachpausen die Anordnung zugeregelt, so daß Schwierigkeiten mit Hintergrundgeräuschen und Brummsignalen ausbleiben.

Der Übersichtsschaltplan läßt bereits einen relativ hohen Aufwand erkennen. Eine praktische Schaltung aus dem ARRL-Amateurfunk-Handbuch verwendet 13 Operationsverstärker und einen Multiplizierer-IS. Bei Verwendung von 4fach-Operationsverstärkern kommt man mit wenigen IS aus. Da sich alles auf der NF-Ebene abspielt, sind keine Aufbau- und Abgleichschwierigkeiten zu befürchten.

Literatur

[1] E. Koch, Mikrofon-Vorverstärker und Dynamikkompressor für den Selbstbau. Funktechnik 1970, Heft 4, Seite 128ff.

[2] H.-J. Pietsch, Kurzwellen-Amateurfunktechnik. München 1984, 2. Aufl.

[3] D. Lechner/P. Finck, Kurzwellensender. Berlin 1979

[4] S.-H. Steinweg, Sprachaufbereitungseinheit für SSB-Sender. FUNKAMATEUR 1979, Heft 6, Seite 295ff.

18 Schmalbandiges Spulenfilter für 200 kHz

Dipl.-Ing. Fritz Traxler – Y21RD

Es bestand die Aufgabe, den sowjetischen Kurzwellenempfänger *R 250 M* in der 2. ZF auf 200 kHz magnetomechanische Filter umzustellen.

Zur Verbesserung der Weitabselektion (> 60 dB) war ein entsprechendes Bandfilter zu berechnen, zu fertigen und abzugleichen. Zur Berechnung und zum Abgleich dieses Filters wurde ein Verfahren benutzt, das in [1] mit praktischen Beispielen vorgestellt wird. Die im vorliegenden Fall erhaltenen Meßergebnisse, die von denen der Aufgabenstellung fast nicht abweichen, sind es wert, publiziert zu werden.

Die Filterparameter sind mehrfach miteinander verbunden und bedingen sich gegenseitig. Es erfordert physikalisches Verständnis und auch Geschick, unter Beachtung dieser Gegebenheiten die betrieblichen Anforderungen wie Dämpfung und Bandbreite auf ein reales Maß zu reduzieren und die Auswahl zu treffen. Mit zunehmenden Anforderungen steigt

- der Filteraufwand selbst und der für seinen Abgleich;
- die Forderung, das abgeglichene Filter auch stabil zu halten;
- die Grundeinschaltdämpfung zwischen dem 1. und n. Kreis. Werte bis zu 10 dB und z. T. darüber sind in diesem Fall nicht unüblich [3].

Für die nachfolgenden Ausführungen bzw. bei anderen Anwendungsberechnungen ist die Benutzung der Originalliteratur [1] Voraussetzung:

- Formeln, Kurzzeichen und weitere Kenngrößen wurden original übernommen und wenig interpretiert.
- Es kann hier nicht die Aufgabe sein, die umfangreiche Zusammenstellung von [1], die 16 A4-Druckseiten und 45 Entwurfsdiagramme umfaßt, komplett nachzudrucken.

Berechnung n-facher Bandfilter nach [1]

Es wird ein Verfahren auf der Grundlage einfachster elementarer Kenntnisse der Schwingkreis- und Filtertechnik beschrieben. Für die Berechnung werden vorwiegend Entwurfsdiagramme und einfache Gleichungen verwendet. Das Verfahren beruht im wesentlichen darauf, u. U. durch zusätzliche Bedämpfung aller, zumindest aber des letzten Schwingkreises und durch unterschiedliche Größe der Koppelkondensatoren die gewünschte Kurvenform zu erhalten. Grundvoraussetzungen sind

- gleiche Güte Q_0 der Einzelkreise,
- gleiche Schwingkreiskapazitäten und -induktivitäten.

Es wird im Durchlaßbereich des schmalen Bandfilters eine extrem geringe Dämpfungsschwankung (max. Einebnung) erzielt. Alle Schwingkreise sind auf die Mittenfrequenz f_0 abgestimmt.

Die Vorteile des Verfahrens liegen in der Konzentration der gesamten Selektion in einer Stufe. Bei exakter Dimensionierung und richtigem Abgleich wird die gewünschte Kurvenform, die Bandbreite, Selektion und Flankensteilheit mit großer Genauigkeit erreicht. Die erhaltenen Werte sind wesentlich besser als der gleiche Filteraufwand in Form der Hintereinanderschaltung mehrerer 2kreisiger Bandfilterverstärker. Damit entfallen die Wechselwirkungen beim Abgleich eines mehrstufigen, je 2kreisigen Transistorverstärkers und die Neutralisation sowie die Schwingneigungen. Oft lassen sich Schwingneigungen nur durch Bedämpfungen bzw. Kreisverstimmungen beherrschen. Die komplizierten Filterberechnungen entfallen durch die Benutzung von Entwurfsdiagrammen (im Gegensatz zu [2] oder [3]), aus denen die geforderten Werte der Bandbreite bei -3, -40 und -60 dB Abfall und Selektion bei einer beliebigen Zwischenfrequenz und die notwendigen Filtergrößen sofort abgelesen werden können.

Durch die Konzentration der Selektivität auf eine Stufe ergeben sich weitere Vorteile. Eine Verformung der Gesamtdurchlaßkurve infolge Übersteuerung macht sich im Gegensatz zu einem mehrstufigen Verstärker, aus je 2kreisigen Verstärkerstufen bestehend, in weit geringerem Maße bemerkbar. Die Gesamtverstärkung kann in anschließenden breitbandigen oder aperiodischen Verstärkern einfach gestaltet werden. Das Regelverhalten ist besser. Die Einflüsse der Transistorparameter und deren Änderungen auf die Gesamtdurchlaßkurve treten in weit geringerem Maße auf als bei einem mehrstufigen Verstärker gleicher Kreiszahl. Der Abgleich ist einfacher und durch Wegfall eventueller Verstärkungsänderungen bei mehreren 2kreisigen Verstärkerstufen beherrschbarer.

Die Grenzen der Leistungsfähigkeit dieses Verfahrens liegen in der Bemessung von 2- bis 6fachen Bandfiltern, für die alle Entwurfsdiagramme angegeben sind.

Für den Durchlaßbereich mit 3 dB Abfall sind Werte von 1 bis 4 für den Quotienten

$$F_3 = \frac{\text{Gesamtbandbreite des Filters B}}{\text{Bandbreite des Einzelkreises } B_0}$$

maximal erreichbar (und aus Diagrammen ablesbar). Die Bandbreiten bei −40 und −60 dB werden aus ähnlichen Diagrammen ermittelt. Die maximalen Werte für den Quotienten als Formfaktor

$$F_{40} = \frac{\text{Bandbreite bei } -40 \text{ dB}}{\text{Bandbreite bei } -3 \text{ dB}}$$

betragen 2,5. Für den Formfaktor F_{60} (mit Bandbreite −60 dB) werden 3,16 angegeben (mit dem Grad $n = 6$ als größter Aufwand).

Der Einsatzbereich dieses Verfahrens liegt in den Bandbreitengrenzen von 2 bis 10%, bezogen auf die Mittenfrequenz f_0 der Kreise. Es füllt damit die Lücke zwischen Quarzfiltern und den Verfahren nach [2] und [3]. Mit diesen Leistungsparametern konnte ein Filter realisiert werden, das für die Umsetzung eines 200-kHz-Signals auf 9 MHz die erforderliche Dämpfung von etwa 55 dB für 8,6 MHz erreichte (Q_0 der Einzelkreise – 120).

Realisierung

Es wird nach den obengenannten Grundsätzen ein 4faches Filter (Bild 1) ausgewählt, berechnet und abgeglichen. Die benötigten Filterbecher wurden dem obengenannten Gerät entnommen. Es sind jeweils die mittleren 2 Becher der vorhandenen 2 Stück 4fachfilter zu verwenden. Die in den Bechern vorhandenen inneren Kreiskapazitäten wurden von 1200 pF durch zusätzliche externe Beschaltung schrittweise auf $C = 1615$ pF erhöht, um die Filter von der ehemaligen ZF von 215 kHz auf den neuen Wert $f_0 = 200$ kHz umzustimmen. Dieser Wert schwankt und hängt von den Wikkeltoleranzen der Induktivitäten in zugelöteten Bechern ab. Gleichfalls können Unterschiede der Kapazitätstoleranzen im Spiel sein.

Die Güte der Einzelkreise Q_0 wurde zu 243 bestimmt. Sie mußte auf 66

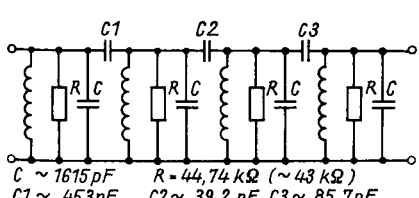


Bild 1
Stromlaufplan eines 4kreisigen HF-Filters für eine Resonanzfrequenz $f_0 = 200$ kHz

reduziert werden. Daher kam ein Parallelwiderstand von 44,74 kΩ zu jedem Einzelkreis. 43 kΩ wurden meßtechnisch als richtig befunden, um eine Bandbreite des Einzelkreises $B_0 = 3$ kHz zu erhalten. Die 3-dB-Bandbreite B wurde zu 7,5 kHz festgelegt. Damit erhält man

$$\frac{B}{B_0} = 2{,}5.$$

Den Diagrammen in [1] für $n = 4$ werden $F_{60} = 7{,}22$ und $F_{40} = 3{,}16$ entnommen. Damit werden die theoretischen Bandbreiten bei
-40 dB = 23,7 kHz,
-60 dB = 54,2 kHz
erzielt. Der Dämpfungsbeiwert $A = 7{,}2$ wird bestimmt als Kenngröße für die zusätzliche Bedämpfung des letzten Kreises. Den weiteren Diagrammen entnimmt man den Grad der Kopplung zwischen den Kreisen

$$2\,\hat{m} = 10^{-2}$$

und den Koppelfaktor zwischen den einzelnen Kreisen, woraus die Koppelkondensatoren berechnet werden (Bild 15 bis Bild 17 in [1]).

$K_{1/2} = 1{,}85$; entsprechend $C1 = 45{,}3$ pF
$K_{2/3} = 1{,}6$; entsprechend $C2 = 39{,}2$ pF
$K_{3/4} = 3{,}5$; entsprechend $C3 = 85{,}7$ pF

Für den Abgleich Spannungsübersetzungsverhältnis aus den Diagrammen unter Beachtung des Kopplungsgrades und der Koppelfaktoren ablesen:

$$\frac{U_2}{U_1} = 0{,}225; \quad \frac{U_3}{U_1} = 0{,}51; \quad \frac{U_4}{U_1} = 0{,}36.$$

Mit einer willkürlich eingestellten HF-Spannung von 1500 mV bei Resonanz des 1. Kreises (2. Kreis verstimmt) ergeben sich am RVM:
- 337,5 mV am 1. Kreis bei Resonanz des 2. Kreises. Es tritt beim Abgleich ein Minimum ein. $C1$ ist so zu ändern, bis dieser Wert angezeigt wird (3. Kreis verstimmt).
- 765 mV am 1. Kreis bei Resonanz des 3. Kreises. Es tritt bei Abgleich ein Maximum ein. $C2$ muß man so ändern, bis dieser Wert angezeigt wird (4. Kreis verstimmt).
- 540 mV am 1. Kreis bei Resonanz des 4. Kreises. Es tritt beim Abgleich ein Minimum ein. $C3$ ist so zu ändern, bis dieser Wert eintritt, und Bedämpfung des letzten Kreises durchzuführen.

Der Meßsender verbleibt während des gesamten Abgleichs auf f_0 und am 1. Kreis fest angeschlossen. Der gesamte Abgleich wird mit dem RVM ebenfalls nur am 1. Kreis beobachtet. Maxima und Minima wechseln sich beim Abgleich (ungeradzahliges und geradzahliges n) ab.

Das obengenannte Abgleichverfahren wurde nur mit einem Quarzgenerator und einem RVM durchgeführt. Bei einer komplexen Messung des gesamten Filters konnten die theoretisch berechneten Werte nachgewiesen werden. Die 3-dB-Bandbreite wurde mit 7,7 kHz ($+\Delta f = 4{,}2$ kHz, $-\Delta f = 3{,}5$ kHz, bezogen auf $f_0 = 200$ kHz) bestimmt. Die B_{40}-Bandbreite wurde auch fast richtig zu 24,4 kHz bestimmt. Die weitere Verstimmung bei -50 dB war extrapoliert richtig nachweisbar, etwa 40 kHz. Der Flankensteilheitsfaktor wurde eingehalten. Parasitäre Resonanzen -50 dB waren im Frequenzbereich 10 kHz bis 2 MHz nicht festzustellen. Die Grundeinschaltdämpfung wurde mit 10,3 dB gemessen.

Zur Ermittlung der Güte Q_0

Die Ermittlung einer genauen Schwingkreisgüte Q_0 ist mehrmals Grundvoraussetzung zur Bestimmung der Eckdaten aus den Entwurfsdiagrammen. Methoden dafür sind:

1) Mit einer Gütefaktormeßbrücke können lediglich die Spulengüten Q_L bestimmt werden. Tatsächlich gilt

$$Q_0 < Q_L < Q_C.$$

Mit ausreichender Genauigkeit kann man bei tiefen Frequenzen und verlustlosen Paralle/Kondensatoren setzen:

$$Q_0 \approx Q_L.$$

2) Die 3-dB-Bandbreitenbestimmung mit Meßsender, Frequenzzähler und RVM (als Sonderfall von 4.). Der Zähler schließt Einstell- und Ablesefehler am Meßsender aus.
3) Die Methode der zusätzlichen Kreisbedämpfung. Zu einem erregten Schwingkreis mit bekanntem L/C-Verhältnis werden schrittweise mit 5-kΩ-Abstand Widerstände parallelgeschaltet und die angezeigte Spannung beobachtet. Sinkt diese auf 50% des ursprünglichen Wertes ab, so wird der halbe Resonanzwiderstand erreicht. Damit entspricht $R_X = R_{res}$, Q_0, kann bestimmt werden aus der Beziehung

$$R_{res} = Q_0 \cdot \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Auf eine extrem lose Kopplung ist zu achten (Bild 2). Das Verfahren ist erstaunlich empfindlich und genau. Seine Anwendungsgrenzen liegen u. a. dort, wo bei steigender Frequenz der Imaginäranteil von R_x nicht mehr vernachlässigt werden kann.
4) Bestimmen der Güte durch Rechnen mit der Verstimmung. Steht zwi-

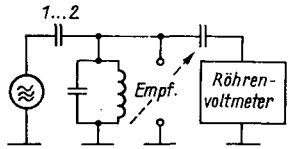


Bild 2
Ankopplung des 4kreisigen HF-Filters bei der Methode 3 zur Gütebestimmung

schen Meßsender und Röhrenvoltmeter ein genügend großer Spannungsbereich zur Verfügung, so kann man zusätzliche Bandbreitenmessungen bei -6, -12 und -20 dB Abfall gegenüber der Dämpfung bei der Mittenfrequenz f_0 durchführen. Das Verfahren bringt mit steigender Bandbreite den Vorteil, daß sich Ablese- und Anzeigefehler am Meßsender weniger verfälschend auf den Rechengang auswirken, wie man sich leicht durch die Anwendung der Fehlerrechnung überzeugen kann. Es gilt die Gleichung

$$\frac{U_0\,(\text{Resonanz})}{U_N\,(\text{Abfall})} = \sqrt{1 + Q_0^2\,\gamma^2}$$

und extrem lose Kopplung für die Schaltung nach Bild 3. Darin ist γ die normierte Verstimmung

$$\gamma = \frac{f_0}{f_n} - \frac{f_n}{f_0}.$$

Mit den obigen beiden Gleichungen erhält man die Tabelle. Durch Messen der Werte für f_n erhält man γ und daraus läßt sich Q_0 berechnen.

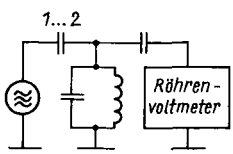


Bild 3
Ankopplung des 4kreisigen HF-Filters bei der Methode 4 zur Gütebestimmung

Zusammenfassung

Es wurde auf Grundlage von Entwurfsdiagrammen ein 4fachfilter 200 kHz entworfen. Praktische Hinweise für den Abgleich und die gemessenen Ergebnisse werden beschrieben und notwendige Hinweise zur genauen Bestimmung der Güte Q_0 der Einzelkreise gegeben. Die gute Übereinstimmung zwischen berechneten und gemessenen Werten wird betont, trotz einfacher Meßgeräte-Voraussetzungen für den Abgleich. Die Grenzen des Verfahrens bis zum Grad $n = 6$ Kreise werden vorgestellt.

Tabelle Ermittlung der Güte Q_0 nach Verfahren 4.

Abfall U_N	$\frac{U_0}{U_N} = Q_0^2$	$\left(\frac{U_0}{U_N}\right)^2 - 1 = Q_0 V)^2 = X^2$	$Q_0 = \frac{X}{\gamma}$	Bemerkung
3 dB	$\sqrt{2}$	1	$Q_0 = \frac{1}{\gamma}$	Sonderfall 3
6 dB	2	3	$Q_0 = \frac{1{,}7321}{\gamma}$	
12 dB	4	15	$Q_0 = \frac{3{,}873}{\gamma}$	
20 dB	10	99	$Q_0 = \frac{9{,}9493}{\gamma}$	

Literatur

[1] Dimensionierung von mehrkreisigen Bandfiltern in ZF-Stufen nach Entwurfsdiagrammen, Labor- und Brechnungsunterlagen. radio-fernsehen-elektronik, Heft 24/1965 bis Heft 3/1966.

[2] F. Traxler, Berechnung von Cauer-Tief- und Bandpässen. FUNKAMATEUR, Heft 6/1977 bis Heft 8/1977 und Heft 4/1979.

[3] Katalog normierter Cauer-Parameter-Tiefpässe mit Berücksichtigung der Verluste. VEB Fernmeldewerk Leipzig 1964.

19 Blick in den Antennenwald

Dr. Walter Rohländer – Y220H

Wie das Echo zeigt, ist der »Blick in den Antennenwald« im Elektronischen Jahrbuch ein viel beachteter und auch genau gelesener Erfahrungsaustausch für Funkamateure. Ein Grund mag dafür sein, daß selbst die beste Technik nicht erfolgreich eingesetzt werden kann, wenn nicht das Sendesignal optimal abgestrahlt wird. Auf der anderen Seite ist die verfügbare kommerzielle Technik so weit ausgereift, daß die Experimentierfreudigkeit des Funkamateurs auf die Peripherie gelenkt wird, zumal hierfür der erforderliche Zeitaufwand sich in Grenzen hält und das Erfolgserlebnis nicht allzu lange auf sich warten läßt.

Aus diesen Gründen läßt es sich *Y220H* nicht nehmen, aus seinem Literaturfonds mit der erforderlichen Sachkenntnis zu berichten und zu kommentieren. Gegen Freiumschlag werden Zuschriften möglichst kurzfristig beantwortet. Fotokopien von Originalbeiträgen können nicht bereitgestellt werden; Korrespondenzadresse: Dr. Walter Rohländer, Rosenstraße 7/ PF410, Leuna, 4220.

Dipol im Shack

Der kreative Funkamateur findet immer einen Weg, die HF aus seinem Shack herauszubekommen, um seinem geliebten Hobby nachgehen zu können. Glücklich ist er, wenn die Standardantenne gespannt werden kann. Wie hilft man sich jedoch in einem Appartementhaus? Man probiert alles, Drähte mit Gegengewicht, Loops, Mobilvertikals, Balkongitter (falls vorhanden), metallische Regenfallrohre, ja Außenblitzableiter u. a. m. Wie wäre es mit einem Innendipol in Segmenten mit Bananensteckerverbindern, wie das nach [1] erfolgreich versucht wurde?

Wie baut man sich einen symmetrischen Innendipol für 10, 15, 20, ja

40 m? Man hängt als Antennenträger um den Umfang des Shacks ein Bambusrohr- oder Holzstabgestänge in 10 cm Abstand von Decke und Wand an einem *Dederon*-Faden auf. Schmuckfransen können geschmackvoll dekorieren! Zuerst stimmt man seinen Sender auf den 4-KW-Bändern an einer Kunstantenne ab und notiert sich die Einstellungen des Ausgangsnetzwerks (z. B. *Collins*) für das Stehwellenverhältnis 1 : 1. Dann führt man vom Sender zum Antennenträger 1 Stück Koaxialkabel mit Koaxialkabeldrossel und schließt an ihrem Ende, an Kabelseele und -mantel, die 2 Antennenschenkel für das 10-m-Band an. Ihre Länge ergibt sich aus der einfachen Dipolformel zu Einzelschenkellänge in m = 71,3/*f* in MHz; für 28,5 MHz also 2,5 m. Beide Dipolschenkel werden am Antennenträger befestigt und so weit gekürzt, bis bei den fixierten Einstellungen das Reflektometer wieder das Stehwellenverhältnis 1 : 1 anzeigt. Auf 10 m kann man jetzt bereits senden.

Verlängert man beide Schenkel um weitere 90 cm und gleicht ab, so wird man auf 15 m QRV. Mit weiterem 1,6 m Schenkel und entsprechendem Abgleich gewinnt man noch das 20-m-Band dazu. Jetzt sind 10 m Umfang des Shacks belegt. Man muß zwar je Band die Antenne umstecken, kommt jedoch ohne ein Antennenanpaßgerät aus. Kann man noch 2mal 5 m stecken, so gewinnt man noch einen Innendipol für 40 m. Gegebenenfalls können die Schenkelenden noch senkrecht nach unten abgewinkelt werden.

Die Antenne wurde ortsgebunden ausgelegt und kann nur als solche eingesetzt werden. Eine Außenantenne kann dieser Innendipol niemals vollwertig ersetzen. Das Shack sollte kein Betonbunker oder Keller sein. In allen anderen Fällen ist mit diesem Innendipol die Teilnahme am Amateurfunkverkehr gesichert, man muß sich nur im Ergebnis etwas bescheiden.

Achtung! Bei der Schenkelabstimmung und der Bandumschaltung sollte die Antenne nicht mit größerer HF-Leistung betrieben werden!

Einfacher Dreielementbeam für das 12-m-Band

Das neue 12-m-Band ist derzeit fast ganztägig offen (Maximum des 22. Sonnenfleckenzyklus). Ein Dreielementbeam ist von Vorteil. Eine S-Stufe gewinnt man damit immer, und im Pile-up ist das sehr von Vorteil. Bild 1a zeigt die Abmessungen der in [2] beschriebenen 12-m-*Yagi*-Antenne. Konstruktionsdetails sind bereits zu entnehmen. Die Auslegung geschieht nach der bekannten Formel

Elementlänge in m = *A*/*f* in MHz mit *A* = 144,8; 138,7; 152,4 für das aktive Element, den Direktor und den Reflektor.

Der Elementeabstand (Mitte – Mitte) beträgt 0,14 λ. Das entspricht bei einer Auslegungsfrequenz von 24,95 MHz dann 1,66 m. Der Boom besteht

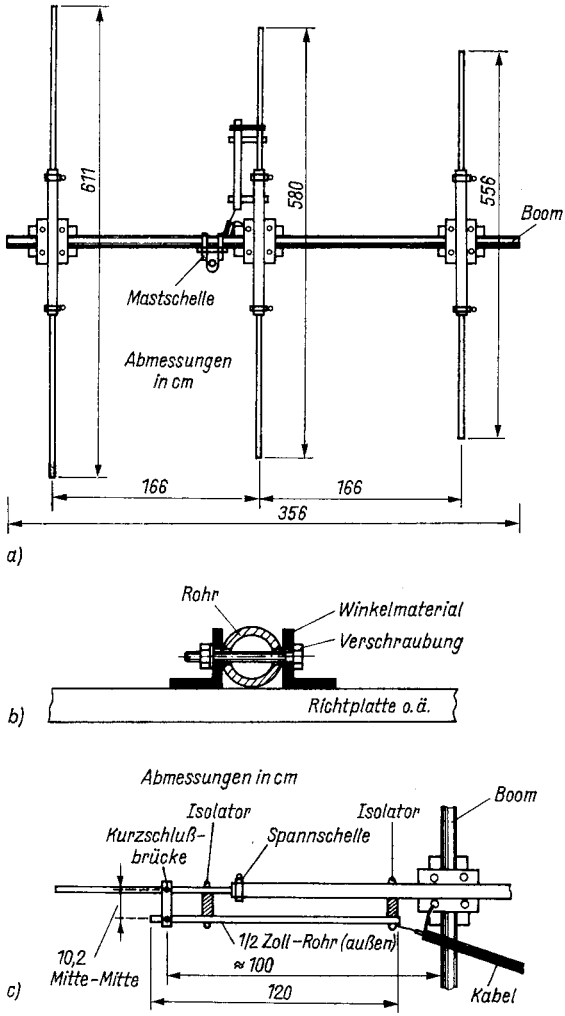


Bild 1 Dreielementbeam für 12-m-Band; a – Gesamtdarstellung: Boom 2, Elementmitten 1, Elementenden 3/4 Zoll Durchmesser„ Elementemittenrohre 90 cm lang, Überlappungslängen aller Elementenden 20 cm, b – Hilfsmittel für eine exakte Montage, c – Gammaanpassung

aus einem Metallrohr. Das Zentralrohr der Elemente ist 90 cm lang, an den Enden geschlitzt und hat dort eine Schelle, um die eingeschobenen Elementenden teleskopartik aufzunehmen und zu fixieren. 2 Bedingungen sind zu erfüllen: Die Elemente müssen alle in einer Ebene liegen und exakt senkrecht zum Boom verlaufen. Die Elemente und der Boom sind mit Winkelmaterial befestigt, wobei Element oder Boom (wie in Bild 1b gezeigt), auf einer Richtplatte aufliegend, mit dem gleichfalls aufliegenden Winkelmaterial verbohrt und befestigt werden. Bild 1c zeigt genauere Daten für die gewählte Gammaanpassung. Diese Anpassungsmethode ist jedoch nicht zwingend.

Die Antenne wird höher als $\lambda/2$ über Grund nach folgendem Algorithmus abgeglichen:

- Zusammenbau gemäß Zeichnung oder Berechnung;
- setze Gammakurzschlußbrücke etwa 1 m vom Boom;
- Längenjustage des aktiven Elements auf Minimum im Stehwellenverhältnis;
- Abstandsjustage des Gammakurzschlusses auf ein akzeptables Stehwellenverhältnis im 12-m-Band.

Hier endet der Algorithmus des Autors. Weiterführende Verbesserungen werden mit einem entfernten Funkamateur gemeinsam oder einem aperiodischen Feldstärkemesser in einigen λ Entfernung wie folgt vorgenommen:

- Reflektorlängenjustage auf bestes Vor-/Rückwärts-Verhältnis;
- Direktorlängenjustage auf beste Vorwärtsstrahlung.

Im Ergebnis des Abgleichs erreicht man zumeist ein Vor-/Rückwärts-Verhältnis von 5 S-Stufen und einen Gewinn von etwa 8 dB über einen isotropen Strahler.

W3DZZ – Antenne für 80 und 160 m

Ein üblicher Dipol für 160 m hat eine Länge von etwa 79 m. Die in [3] beschriebenene *W3DZZ* ist 15 m kürzer, also 64 m lang. In Bild 2a werden die Abmessungen dargestellt. *HB9AQF* verwendet als Sperrkreise für 80 m sogenannte Koaxialtraps. Diese sind breitbandig, preiswert in der Herstellung, gegenüber Temperaturschwankungen weitgehend unempfindlich, leicht zu bauen und leistungsmäßig hoch belastbar. In Bild 2b ist der Aufbau der Traps skizziert. Es wird 6-cm-Plastrohr *(Polyäthylen)* und als Kabel *RG 58 U* (= *50-5-1*) verwendet. Die Windungen werden ohne Zwischenraum gewikkelt. Etwa 14 Wdg. sind erforderlich. Die Messungen (Meßsender, Frequenzmesser, Oszillograf bzw. HF-Voltmeter sind erforderlich) wurden an einer Spule mit 16 Wdg. begonnen und jeweils eine Viertelwindung abgenommen.

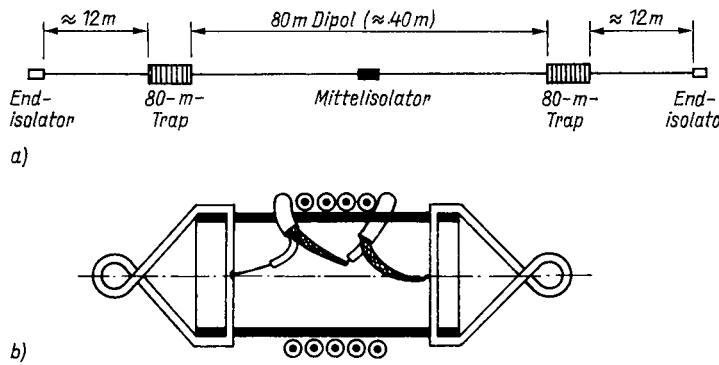


Bild 2 W3DZZ für 80/160 m; a – Gesamtdarstellung, b – Koaxialsperrkreis (s. auch Text)

Die abgeglichenen Sperrkreise wurden gegen Witterungseinflüsse durch einen Schrumpfschlauch geschützt. Sie werden an den Enden des 80-m-Dipols zugfest montiert und noch jeweils 13 m Antennendraht angehängt. Der 160-m-Abgleich geschieht durch beidseitiges Kürzen der Enden. Die Aufhängung nimmt man so hoch wie möglich als Dipol oder Inverted-V vor. Die Enden können auch leicht abgewinkelt werden. Im 160-m-Band wurden dabei keine Änderungen im Stehwellenverhältnis festgestellt.

Kompromißantenne für 10 bis 40 m

Aperiodische Antennen oder auch abgeschlossene Antennen wurden bereits vielfach (z. B. in [4]) beschrieben. Neben kompakter Bauweise zeichnen sie sich durch ein kleines Stehwellenverhältnis über große Frequenzbereiche aus. Die in [5] angegebene Kompromißantenne ist nur 10,5 m lang (Bild 3) und wird 3,4 m von einem Ende durch den Koaxialkabelinnenleiter gespeist. Am Speisepunkt überbrückt ein Lastwiderstand von 100 Ω (belastbar mit ⅓ der maximalen Sendeleistung, 2mal 50 Ω Kohleschichtwiderstand, induktionsfrei, in Serie) Innen- und Außenleiter des Speisekabels.

Für 15 und 30 m ergibt sich ein Viertelwellenstrahler ohne Radials, für 40 m ein verkürzter Viertelwellenstrahler. Auf 10 und 20 m arbeitet die Antenne als fehlangepaßte *Windom*. Auch auf 12 und 17 m ist die Antenne nutzbar, ohne daß das Stehwellenverhältnis 2 : 1 übersteigt. Bei der Realisierung sind scharfe Konturen, z. B. freie Litzenenden, zu vermeiden. Bei Empfang verschlechtern Koronaeffekte das Signal-/Rausch-Verhältnis. Also Drahtenden zurückbiegen, verdrillen und sauber verlöten! Diese Antenne

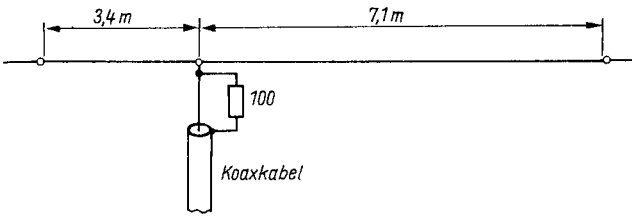


Bild 3 Kompromißantenne für 10- bis 40-m-Band

ist wirklich nur ein Kompromiß. Man lese z. B. in [4], Seite 184 bis 185, den Text über die *T2FD*-Antenne.

40-m-Breitbandantenne bei *K6EHZ*

Eine alte Weisheit besagt: »Je dicker das Antennenelement, desto breitbandiger die Antenne.« Der in [6] beschriebene Inverted-V-Dipol für 40 m hat als Schenkel eine 2-Draht-Leitung, 2 in 27 cm Abstand geführte Antennendrähte, insgesamt 9,9 m lang für einen Dipolschenkel. Bei einer Mittenhöhe von etwa 14 m und einem Apexwinkel von 107° beträgt das Stehwellenverhältnis 1 : 1 über das gesamte 40-m-Band. Die Antenne weist als Inverted-V einen hohen Steilstrahlungsanteil auf und übertrifft eine $\lambda/4$-Groundplane bis zu etwa 500 km um 3 bis 4 S-Stufen. Sie wird in der Mitte mit 50-Ω-Koaxialkabel gespeist.

Weiteres zur Snake-Antenne

Zur Snake-Antenne, einer auf der Erde liegenden rauscharmen Empfangsantenne, über die im Elektronischen Jahrbuch 1990 [7] berichtet wurde, liegen neue Informationen in [8] vor. Die neuen Varianten sind in Bild 4a und Bild 4b vorgestellt. Bei der Koaxialkabel-Snake wird das Ende lediglich kurzgeschlossen und die Schirmung empfängerseitig nicht geerdet. Die Flachkabel-Snake schließt ebenfalls das Ende kurz und verbindet 1beinig auf der Empfängerseite mit einem Rundfunkdrehkondensator zur Optimierung des Signal-/Rausch-Verhältnisses mit Erde. Mit der Snake-Antenne lohnt sich also das Experimentieren.

Die Verwendung der Snake als Sendeantenne ist etwas abwegig. Dennoch berichtet *W1HXU* über eine 30-m-Verbindung zwischen W1 und VE3 mit einer 30 m langen Snake, noch dazu einer eingegrabenen. Diese An-

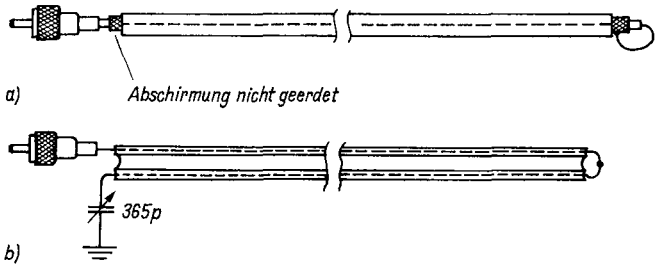


Bild 4 Bauformen der Snake-Antenne; a – Koaxialkabel-Snake-Antenne, b – Flachkabel-Snake-Antenne

tenne ist ein Wellenleitertyp, und die Sendequalität hängt wesentlich vom Abstand zur virtuellen Erde ab. Dieser kann jedoch bei extremer Trockenheit und niedrigem Grundwasserspiegel viele Meter betragen. In diesem Fall könnte man sogar seinen Dipol auf der Erde auslegen, aber wehe, regnet es dann einmal!

Höhlenantenne für 160 m

Häufig wurde im »OM« (HB) über Funkverbindungen aus großen Naturhöhlen berichtet. Die Versuche liefen auch auf 160 m. Hierbei erwiesen sich 2mal 40 m lange Dipole und Rahmenantennen (magnetische Antennen) als unhandlich und dämpfungsanfällig. Brauchbar war ein 2mal 17 m langer Dipol mit symmetrischem Stub und einem ebenfalls symmetrischen

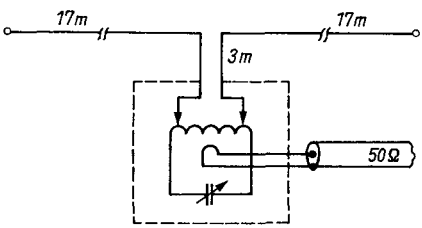


Bild 5 Höhlenantenne für 160 m, verkürzter 160-m-Dipol;
Anpaßkreis: 80-mm-Keramikkörper, 2,5 mm CuAg, 60 µH, etwa 32 Wdg., Güte: Leerlauf 350, unter Last 60, 70-pF-Drehkondensator, 2 mm Plattenabstand
Link: 1 Wdg., Kabellänge 4 m,
Anzapfung: 1 bis 2 Wdg. von Enden der Abpaßkreiswicklung

Anpaßkreis hoher Güte. Diese Antenne wurde in [9] von *HB9CM* beschrieben. Bild 5 enthält die Details. Als Antennenmaterial benutzt man 2,5-mm-Cu, thermoplastisch isoliert. Der Stub ist eine 300-Ω-Flachleitung. Die Bildunterschrift bietet die Daten des symmetrischen Anpaßkreises.

Für den 160-m-Amateur lohnt sich also das Experiment mit verkürzten Antennen, besonders wenn es die örtlichen Verhältnisse erfordern. Immerhin wurden 600 m starke Kalksteinschichten mit 100 W HF bei einer Strekkendämpfung von 170 dB sicher überbrückt.

Kurzer 7-MHz-Dipol

Ein induktiv belasteter Dipol kann beträchtlich kürzer sein als der Standard-Halbwellendipol. Eine Variante, die nur etwa 10 m lang ist, wird in [10] beschrieben und in Bild 6 dargestellt. Verwendung findet ausschließlich 1,6 mm starker, thermoplastisch isolierter Massivkupferdraht sowohl für die Strahlerschenkel wie auch für die Belastungsinduktivität (30 Wdg., engliegend auf 1½ Zoll Isolierrohr, 38 mm Durchmesser). Insgesamt wird eine Einzelschenkel-Drahtlänge von etwa 9 m benötigt, d. h., Innenschenkel, Spule, Außenschenkel bilden eine Einheit ohne Lötstelle. Also Innenschenkel messen, Spule wickeln, Außenschenkel messen und abschneiden. Die Antenne kann direkt mit 50-Ω-Koaxialkabel gespeist werden. Sind 10 m noch zu lang, dann lasse man die Endschenkel abwärts hängen.

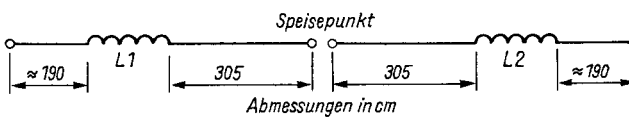


Bild 6 Kurzer 7-MHz-Dipol

Einfache Antennenanpaßeinheit

Den Einsatz von Rollinduktivitäten und angezapften Spulen in Antennenanpaßgeräten kann man durchaus vermeiden, wenn man den in Bild 7 nach [11] gezeigten Tuner verwendet. Obwohl die Schaltung kaum neu sein dürfte, ist ihre Verwendung doch etwas ungewöhnlich. Bei Betriebsfrequenz ist die Einheit stets resonant und fördert die Unterdrückung der zur Sendefrequenz harmonischen Frequenz. Herzstück der Schaltung sind *L1*/*L2* zusammen mit *C*1, d. h. ein abgestimmter Schwingkreis mit Koppelwicklung, resonant auf 80 m. *C*2 paßt Sender und Antenne an. Größere *C*2-Werte verlangen kleinere *C*1-Werte, denn *C*2 liegt in der Wirkung parallel zu *C*1. *C*1

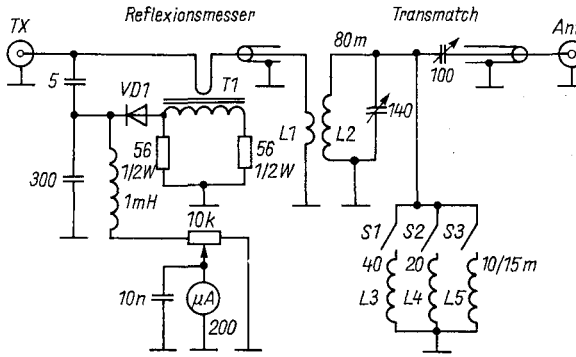


Bild 7 Antennenanpaßgerät:

VD1-1N914

L1 – 6 Wdg. 0,6-mm-CuL, über kaltes Ende von L2

L2 – 28 µH, PVC-Rohr 22 mm Durchmesser, 70 Wdg., 0,6-mm-CuL, 1lagig eng

L3 – 10 µH, PVC-Rohr 16 mm Durchmesser, 30 Wdg., 0,4-mm-CuL, 1lagig eng

L4 – 2,6 µH, Rohr wie L3, 16 Wdg., 0,8-mm-CuL, 1lagig eng

L5 – 0,85 µH, Rohr wie L3, 9 Wdg., 0,8-mm-CuL, 1lagig über 16 mm

T1 – Ferritringkern Amidon *FT 50-61, µ = 125, primär 1 Wdg., sekundär 35 Wdg., 0,4-mm-CuL*

und *C2* werden immer wechselseitig betätigt, bis das eingebaute Reflektometer, das nur die reflektierte Welle mißt, den Minimalwert anzeigt, möglichst eine 0. Mit einem Drehschalter S1 bis S3 werden die Induktivitäten *L3*, *L4* und *L5* wechselnd zugeschaltet, um die bekannten Kurzwellenamateurbänder zu überstreichen.

Die Antennenabstimmung bzw. -anpassung ist einfach. Man setze den Spulenschalter auf das gewünschte Amateurband, lege HF-Leistung an und stimme mit *C1* auf minimalen Reflektormeterausschlag ab. Als nächstes verstimme man *C2* etwas und drehe *C1* nach, bis bei wechselseitiger Betätigung von *C1* und *C2* das Reflektometer 0 anzeigt. Achtung: Es kann möglich sein, daß bei unterschiedlichen Werten von *C2* ein Stehwellenverhältnis von 1:1 einstellbar ist. Man nutze dann die Einstellung, bei der der Wert von *C2* am größten ist. Nur bei dieser Einstellung sind die möglichen Verlsute eines Antennenanpaßgeräts am geringsten.

Die beschriebene Antennenanpaßeinheit ist für Sendeleistungen zwischen 1 und 15 W ausgelegt und löst die meisten der möglichen Antennenanpaßfälle. Einen hochfrequenztechnischen guten Aufbau muß man immer gewährleisten.

Mantelwellendrosseln in Koaxialkabelspeiseleitungen [12]

Speist man eine symmetrische Antenne direkt mit Koaxialkabel, also unsymmetrisch, so ergeben sich häufig Mantelwellen auf der Speiseleitung, die das Strahlungsdiagramm der Antenne stören, Fehler bei der Messung des Stehwellenverhältnisses verursachen können und häufig Ursache von unerwünschter HF im Shack sind. 2 Mantelwellendrosseln in der Speiseleitung vermindern diese Erscheinung beträchtlich. Eine Drossel bringt man kleiner $\lambda/4$ entfernt vom Strahler, eine weitere in der gleichen Entfernung vom Sender in die Speiseleitung. Berechnungsgrundlage für die Entfernung ist die höchste verwendete Sendefrequenz.

Keine Angst vor der Herstellung dieser Drosseln. Man nimmt einfach die koaxiale Speiseleitung und wickelt 10 Wdg. dicht an dicht auf einen Rohrträger, Keramik oder Plaste. Man wähle den kleinstmöglichen Innendurchmesser. Als Faustformel ist dieser Durchmesser größer als der 10fache Kabelaußendurchmesser. Koaxialkabel mit Schaumstoffdielektrikum sind dafür nicht gut geeignet, da bei kleinem Wickeldurchmesser der konzentrische Kabelinnenleiter durch kaltes Fließen des Dielektrikums dezentriert wird. Übrigens, an Stelle eines Balun 1 : 1 sollte man immer die beschriebene Koaxialdrossel vorziehen.

Verwendung unsymmetrischer Antennenanpaßgeräte für symmetrische 2-Draht-Speiseleitungen

Es ist zweckmäßig, eine symmetrische Antenne stets mit einer verlustarmen 2-Draht-Speiseleitung, auch als Hühnerleiter bekannt, zu speisen. Das verlangt am Eingang der Speiseleitung ein symmetrisches Antennenanpaßgerät. Vielfach werden jedoch wegen des erforderlichen Aufwands an hochwertigen Bauelementen nur Anpaßgeräte mit koaxialem Ausgang verwendet und die 2-Draht-Leitung direkt angeschlossen. Das ist äußerst unzweckmäßig, da auftretende Gleichtaktwellen auf der Speiseleitung unterbrochen werden müssen!

Eine Lösung zur Umgehung dieser Einflüsse ist folgende, wie sie in [13] beschrieben wird. Man schalte zwischen das unsymmetrische Anpaßgerät und die symmetrische 2-Draht-Speiseleitung eine Mantelwellendrossel, wie sie bereits vorstehend beschrieben wurde. Die kleiner $\lambda/4$-Bedingung ist auf jeden Fall einzuhalten. Durch diese Maßnahme wird die Sendeleistung im Innern des Koaxialkabels bis zur symmetrischen 2-Draht-Speiseleitung transportiert. Bei einer Allband-KW-Station sollte wenigstens nach etwa 2 m Koaxialkabel ab Anpaßgerät die Mantelwellendrossel folgen.

Achtung! Man verwende für diese Maßnahme nur verlustarmes Hochlei-

stungskoaxialkabel, aber auch in der Länge so kurz wie möglich, da bei einem großen Stehwellenverhältnis auf der Speiseleitung im Koaxialkabel Verluste und bei großen Sendeleistungen auch hohe Spannungen zwischen Innen- und Außenleiter auftreten können.

Dämpfung von Harmonischen mit dem Antennenanpaßgerät?

Viele Kurzwellen-Funkamateure glauben, daß zwischen Sender oder Transceiver und Antenne ein Antennenanpaßgerät erforderlich ist, das Harmonische der Station unterdrücken muß, um den gesetzlichen Bestimmungen zu genügen, so daß man oft für die Anpaßgeräte die *abenteuerlichsten* Schaltungen findet, z. B. mit Zwischenkreisen. Viele moderne Funksendeanlagen, und dazu gehören auch der *Teltow 215 D* sowie alle früheren Varianten mit nachgeschaltetem Tiefpaß, zeigen an einer Kunstantenne, daß sämtliche Harmonische und Nebenwellen in jedem Fall den gesetzlichen Bestimmungen genügen! Das heißt aber nichts anderes, als daß eine derartige Sendestation eine Last »sehen« muß, die bei Grundwellen- und allen Nebenabstrahlungen einer Kunstantenne entspricht, vorzugsweise jedoch auf der Grundwelle. Dafür reicht beim *Teltow* in jedem Fall als Anpaßgerät für eine Antenne mit unsymmetrischer Speiseleitung ein einfaches abstimmbares *L-C*-Glied für alle Bänder oder auch eine Variante nach Bild 8, wie sie bei

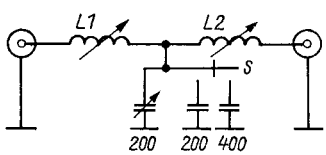


Bild 8
Antennenanpaßgerät bei Y22OH für 10 bis 80 m, etwa 100 W; L1/L2 Rollinduktivitäten aus 10 RT, etwa 25 µH, 200-pF-Drehkondensator mit 1 mm Plattenabstand. Alle Fest-C 1000 V geprüft, S keramischer Drehschalter

Y22OH ständig Verwendung findet und auch schon an den unterschiedlichsten Antennen mit unsymmetrischer Speiseleitung eingesetzt wurde.

Gerade beim *Teltow*-Transceiver (und nicht nur bei diesem) muß man beim Betrieb an einer neuen Antenne stets *Konsequenz* zeigen und grundsätzlich wie folgt bei der Abstimmung/Anpassung vorgehen:

- Anschluß einer 50-Ω-100-W-Kunstantenne;
- optimale Abstimmung des *Teltow* auf allen Bändern an der Kunstantenne auf ein Stehwellenverhältnis 1:1 und Markierung der Einstellwerte für *C* (Anode) und *C* (Ausgang) des *Collins*-Filters für jedes Band;
- Ersatz der Kunstantenne durch die Kombination Antennenanpaßgerät–Antenne;

– auf jedem Band *ausschließlich* bei den markierten Einstellwerten für *C* (Anode) und *C* (Ausgang) mit dem Anpaßgerät die Antenne so abstimmen/anpassen, daß der Stehwellenmesser wieder genähert 1 : 1 anzeigt.

Begründung: Jede Antenne weist einen komplexen Eingangswiderstand am Eingang der Speiseleitung auf, der durch ein transformierendes Anpaßgerät konjugiertkomplex weggestimmt werden muß. Beim Direktanschluß einer Antenne und dem Versuch, diese direkt mit *C* (Anode) und *C* (Ausgang) abzustimmen, wird in fast allen Fällen der Tiefpaß zwischen *Collins* und Antenne mehr oder weniger fehlangepaßt und verliert an Wirkung. Bei der Abnahme durch die *Deutsche Post* kann man dadurch dann Probleme mit einzelnen Bändern haben oder auch Ärger mit den Nachbarn. Deswegen *Konsequenz* mit und ohne Einsicht in den Wirkungsmechanismus des Anpaß/Abstimmprozesses. Übrigens hat das *Collins*-Filter noch eine Querinduktivität, deren Einstellwert gleichfalls notiert werden müßte (beim *Teltow* nicht erforderlich!), wenn man, wie oben gezeigt, vorgeht.

Die koplanare Doppelschleifenantenne für den Empfangsamateur

Es lohnt sich, mit Empfangsantennen in Schleifenbauweise zu experimentieren, auch auf höheren Amateurbändern, z. B. 7 bis 21 MHz. Die in [14] beschriebene, in einer Ebene liegende Doppelschleife (2 Schleifen konzentrisch) erlaubt hervorragende Peilwirkung mit einseitigem 0 nicht bloß gegenüber der Bodenwelle, sondern auch gegenüber den sogenannten Himmelswellen. Das sind Signale, die mindestens einmal an der Ionosphäre reflektiert wurden und unter einem Neigungswinkel kleiner 45° auf dem kurzen Weg über den Horizont einfallen, so daß z. B. auch interferierende Signale auf gleicher Frequenz, aus unterschiedlichen Richtungen einfal-

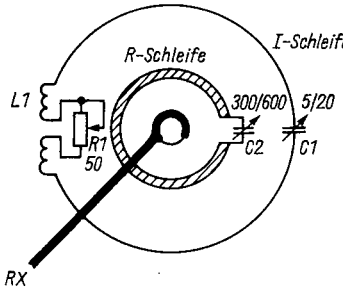


Bild 9 Koplanare Doppelschleifen-Peilantenne 7 bis 21 MHz;
I-Schleife: etwa 40 cm Durchmesser, 1-mm-CuL;
R-Schleife: Kreisring aus Metallfolie (Cu-Leiterplatte z. B.), Außen- bzw. Innendurchmesser 23 bzw. 13 cm, 2,5-cm-Schlitz für C2-Anschluß;
L1 – 8 µH, Träger aus Holz, 25 mm Durchmesser, 23 Wdg., 1-mm-CuL, verteilt über 15 cm, zum Anschluß von R1 in der Mitte aufgetrennt
Link-*Kopplung zum Empfänger aus 50-Ω-Kabel, 1 Wdg., Kabelseele 1/2 Wdg. frei und mit Mantelschirmung verlötet.*
Gesamtanordnung in einer Ebene, RX-Kabel möglichst senkrecht wegführen. Für C1 und C2 hochwertige Drehkondensatoren verwenden!

lend, unterdrückt werden. Dieses schaffen Notchfilter oder Q-Multiplier niemals. Die beschriebene Antenne eröffnet auch neue Dimensionen in der Fuchsjagd, besonders wenn man noch zusätzlich über Himmelswellen peilen muß.

Bild 9 zeigt den dimensionierten Aufbau einer koplanaren Doppelschleifenantenne (CTL-Antenne, engl. coplanare twin loop) für das 40- bis 15-m Band. Sie besteht aus der äußeren I-Schleife (von independent = unabhängig) und der inneren R-Schleife (von receiver = Empfänger). Ein Empfangsnull erreicht man, wenn die Antennenebene und $L1$ auf die Sendestation weisen. Die Antenne ist tragbar und auf einer ebenen Sperrholz- oder Hartpapierplatte montiert. In [14] wird der Betrieb wie folgt und gekürzt beschrieben:

Die R-Schleife ist praktisch handunempfindlich. An die I-Schleife sollte man nicht näher als 10 cm herankommen (Plasteachse für $C1$). Als 1. stimmt man mit $C2$ die zu unterdrückende Station auf Maximum ab, richtet die Antenne mit $L1$ und die Ebene auf den Sender aus und stimmt mit $R1$ auf 0 und mit $C1$ auf ein Signalminimum ab. Jetzt richtet man die Antennenebene genauer, vergrößert $R1$ etwas und stimmt mit $C1$, falls notwendig, auf ein tieferes Nulloptimum nach. Durch Nachgleichen der Antennenebene, $R1$ und $C1$, letzteres gefühlsvoll, ist immer ein Nulloptimum einstellbar. Die Empfängerzuleitung muß immer senkrecht zur Antennen-

ebene geschaltet und die automatische Verstärkungsregelung AGC abgeschaltet sein.

Eine 2. Antennenvariante verwendet eine größere R-Schleife, konzentrisch jedoch parallel abgesetzt zur I-Schleife. Sie erreicht gleich gute Peil- und Interferenzunterdrückungserfolge. Wegen der Theorie und weiterer Feinheiten sei auf die Originalarbeit in [14] verwiesen.

Die Empfindlichkeit dieser CTL-Antenne entspricht signalmäßig der einer Stabantenne am Empfängereingang, so daß gegebenenfalls ein Vorverstärker bis zu 20 dB vor dem RX verwendet werden muß. Der Empfänger darf sein Signal nur aus der Koppelschleife empfangen, muß also, wenn man diese aus der R-Schleife entfernt, vollständig ruhig sein.

Relativ-HF-Amperemeter für Offendrahtleitungen

In einer 2-Draht-Speiseleitung, z. B. Hühnerleiter, einer symmetrischen Sendeantenne sollen stets gleiche Ströme in den beiden parallelliegenden Leitern fließen. Dann und nur dann strahlt die Speiseleitung nicht. Strahlende Speiseleitungen können das Strahlungsdiagramm der Antenne verfälschen, sogenannte unerwünschte Nullauffüllung. Mögliche Ursachen dafür seien nur aufgezählt. Es können mechanisch ungleiche Längen der symmetrischen Antenne sein, beide Antennenschenkel weisen ungleiche Umgebungseinflüsse auf, die Speiseleitung ist nicht senkrecht vom Strahler weggeführt.

Voraussetzung für die Realisierung sind zunächst 2 Ferritringkernhälften, deren Enden gut und luftspaltfrei aufeinanderpassen, sowie ein federwäscheklammerähnlicher Klappkörper in Hartholzausführung. Die eine Klammeröffnungsseite nimmt in einer Nut den einen Halbringkern mit Meßwicklung (10 bis 15 Wdg.) auf, die andere Klammerhälfte den 2. Halbringkern. Beide Ringkernhälften werden so mit *Epoxidharz* eingeklebt, daß bei Klammerschluß beide Hälften luftspaltfrei schließen! Achtung: Gute Isolation gegen Federleitungen ist erforderlich. Auf eine Wiedergabe des Originalaufbaus sei verzichtet, da es viele Möglichkeiten für die konstruk-

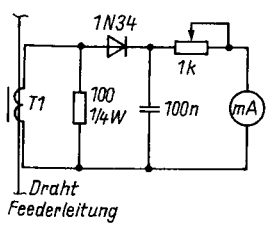


Bild 10
Schema eines HF-Amperemeters für Offendrahtleitungen

tive Auslegung gibt. Die Klammerhälfte mit der Meßwicklung sollte $R1$, VD1 und $C1$ in der Nähe der Meßwicklung aufnehmen, und auf einer Klammerhälftenverlängerung seien das Mikroamperemeter und das Empfindlichkeitspotentiometer montiert, also eine handhabbare Einheit, siehe auch Bild 10. Gemessen wird mit Sendeleistungen bis zu 5 W. Dabei sollte auf einer freien Frequenz nur kurzzeitig getastet werden. Die Meßschaltung belastet die in den Federleitungen fließende HF-Leistung nur geringfügig. Mit diesem Meßgerät können die aufgezeigten Ursachen der 2-Draht-Leitung-Unbalance beseitigt werden.

Literatur

[1] L. A. Barry, An Indoor Dipole Antenna. QST 72 (1988) Heft 10, Seite 42.

[2] D. D. Button, Build A Simple 12-Meter Beam. QST 72 (1988), Heft 10, Seite 21 bis 25.

[3] H. Bertschi, W3DZZ-Antenne für das 80-m- und 160-m-Band. OM 55 (1987), Heft 12, Seite 21 bis 22.

[4] K. Rothammel, Antennenbuch, 11. Auflage. Berlin 1989.

[5] K. Hübner, Einfache Kompromißantenne für 10 bis 40 m. OM 56 (1988), Heft 10, Seite 32 bis 33.

[6] P. Romit, A Broadband Antenna At K6EHZ. QST 72 (1988), Heft 4, Seite 45.

[7] W. Rohländer, Blick in den Antennenwald. Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateur, Seite 126/127. Berlin 1989.

[8] D. DeMaw, More On The Snake Antenna. QST 72 (1988), Heft 11, Seite 41.

[9] Ph. Gander, Antenne 1,8 MHz pour essais souterrains. OM 57 (1989), Heft 7/8, Seite 22 bis 24.

[10] St. Grimes, A Short 7 MHz Dipole. QST 73 (1989), Heft 4, Seite 38.

[11] D. DeMaw, A Simple Resonant ATU. QST 72 (1988), Heft 9, Seite 26 bis 28.

[12] B. Schetgen, Shield Chokes For Coaxial Cable. QST 72 (1988), Heft 3, Seite 41.

[13] Z. Lau, Using A Coax Transmatch With Open-Wire Line. QST 72 (1988), Heft 5, Seite 43.

[14] O. G. Villard, The Coplanare-Twin-Loop Antenna. QST 72 (1988), Heft 9, Seite 29 bis 35.

[15] Z. Lau, A Relative RF Ammeter For Open-Wire Lines. QST 72 (1988), Heft 10, Seite 15 bis 17 und Seite 20.

20 Mehrbandvariante der »Lazy-Loop«-Antenne

Mehrjährige Versuche der Autoren haben gezeigt, daß liegende Loop-Antennen, auch »Lazy Loop« genannt, im 160-m-Band einen völlig befriedigenden Wirkungsgrad aufweisen, wenn ihr Umfang etwa eine Wellenlänge beträgt. Obwohl ihre Aufhängehöhe für dieses Band relativ klein ist, gewöhnlich nicht mehr als 20 bis 25 m oder darunter, sind derartige Antennen im Nahverkehr – wie auch für DX-Verbindungen – gut geeignet. Der Aufbau solcher Antennenkonstruktionen ist einfach, ihr Platzbedarf jedoch beträchtlich. Aus diesem Grund ist es wünschenswert, mit ihnen auch auf anderen KW-Amateurbändern zu arbeiten, und sei es nur als Übergangslösung. Man könnte sich dabei vorstellen, daß der Antennenwirkungsgrad mit steigender Frequenz zunimmt.

Der unmittelbare Gebrauch einer für das 160-m-Band ausgelegten Lazy-Loop-Antenne ist jedoch für höhere, harmonisch liegende KW-Amateurbänder nicht möglich. In der Tabelle sind die Fehlanpassungswerte einer solchen Antenne (Variante I) dargestellt, die als gleichseitiges Dreieck errichtet und mit 2,2 mm starkem Kupferdraht bespannt war. Ihre Aufhängehöhe war etwa 20 m, die Rahmenebene lag horizontal bzw. parallel zur Erdoberfläche. Die Einspeisung geschah in einem der Eckpunkte des Dreiecks.

Tabelle Fehlanpassungswerte der beschriebenen Antennenvarianten

Antennen-variante	Band 160 m	80 m	40 m	20 m	15 m	10 m
I	1,05	3,5	4,25	4,05	4,3	3,8
II	1,1	1,1	1,5	1,3	1,55	1,05

Angegeben ist in allen Fällen der minimale Wert der Fehlanpassung!

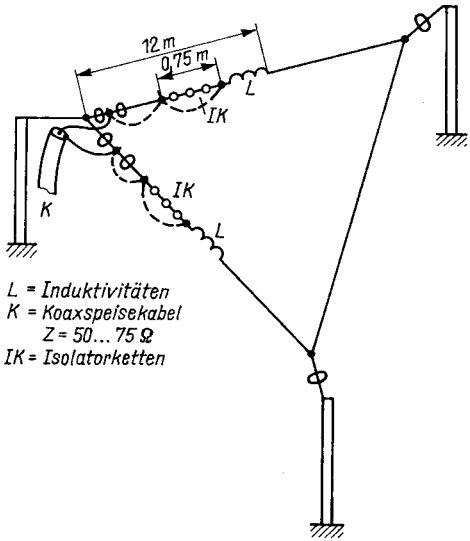


Bild 1
Lazy-Loop-Antenne für das 160-m-Band, Draht-Gesamtlänge 158 m

Um nun die Anpassung auf den übrigen KW-Bändern zu optimieren, wurde eine Methode angewendet, die (von *DL7AB* vorgeschlagen) eine Resonanzabstimmung von Langdrahtantennen für alle KW-Bänder gestattet, beschrieben u. a. im »Antennenbuch« von *K. Rothammel.*

Die Grundidee besteht darin, an einer Trennstelle des Rahmendrahts, rechts und links vom Speisepunkt, Induktivitäten einzuschalten (Bild 1). Ihre verlängernde Wirkung, die sich am stärksten zeigt, wenn sie im Strombauch eingefügt sind, verringert sich allmählich, bis sich ein Stromknoten der Induktivität nähert. So gibt es also 2 veränderliche Größen, die unter realen Bedingungen den Einsatz der Antenne auf allen KW-Bändern am stärksten beeinflussen: die Spuleninduktivität und der Ort ihrer Einschaltung.

In gleicher Tabelle (Variante II) sind Fehlanpassungswerte einer derartig aufgebauten Lazy-Loop-Antenne für alle KW-Bänder aufgeführt. Diese Ausführung stellt wiederum ein gleichseitiges Dreieck mit einem Gesamtumfang von 158 m dar, gleichfalls horizontal zur Erdoberfläche angeordnet. Gespeist wird diese Antenne über Koaxialkabel mit einem Wellenwiderstand von 75 Ω. Es wurde außerdem nach bekannten Methoden symmetriert. Es ergaben sich dabei gleiche Resultate.

Im 1. Fall waren auf einem Ferritring der Typenabmessung K 120 × 80 × 20, aus Ferrit *50 ВЧ-2* (d. h. $\mu_i = 50$) 10 Wdg. des Speisekabels aufgewickelt, gleichmäßig auf den Ringumfang verteilt. Bei der 2. Variante

bestand die Wicklung aus 15 Wdg. isoliertem und verdrilltem Schaltdraht mit etwa 1 mm² Querschnitt. Ein Ende der Ringwicklung war an die Antenne angeschlossen, das andere an die Speiseleitung. Beide Ringkerne wurden sorgfältig vor klimatischen Einwirkungen geschützt.

Die Verlängerungsspulen sind in die Rahmenseiten eingeschaltet, die zum Speisepunkt der Antenne führen (Bild 1). Ihr Abstand von der Winkelspitze beträgt 12 m. Es werden 4 Wdg. freitragend auf einen Dorn von 45 mm Durchmesser gewickelt, Windungsabstand 8 bis 10 mm, das Material besteht aus Kupferrohr mit 3,5 mm Außendurchmesser. Diese Induktivitäten sollten auf einem Stück hochwertigen und wetterbeständigen Isoliermaterial montiert sein, um eine ausreichende Zugentlastung zu gewährleisten.

Den Abgleich der Antenne beginnt man mit der Resonanzabstimmung aller Systeme (Drahtlängen, Induktivitäten, Ort der Einschaltung der Spulen) im 160-m-Band. Der Rahmenumfang wird anfänglich etwas geringer (etwa 156 m) bemessen. Der Rest ist als Schleife an den Speisepunktanschlüssen belassen, um durch Veränderung ihrer Längen nun ein Minimum der Fehlanpassung in Bandmitte zu erreichen. Danach ist die Fehlanpassung auf den übrigen KW-Bändern zu überprüfen, und wenn erforderlich, die Induktivität der Verlängerungsspulen durch Auseinanderziehen oder Zusammendrücken zu verändern. Wenn es nicht gelingt, auf irgendeinem der Bänder eine befriedigende Welligkeit zu erzielen, kann es notwendig werden, den Ort der Einfügung der Verlängerungsspulen geringfügig zu verschieben. Das erreicht man mit einer relativ einfachen Methode, die im Abschnitt »Quad-Antennen« des »Antennenbuches« von *K. Rothammel* beschrieben wurde. Die Autoren haben zu diesem Zweck Abstimmschleifen hergestellt, die unmittelbar neben den Verlängerungsspulen – und mit ihnen in Reihe geschaltet – angeordnet wurden (s. Bild 1).

Damit war es möglich, die Antennendrahtlänge in geringen Grenzen zu verändern und gleichzeitig den Ort einer jeden Spule. Die Schleifen bestehen aus 0,75 m langen Isolatorketten, die mit Kupferdrähten von etwa 1,5 m Länge überbrückt sind (Bild 2). Nach diesem Arbeitsgang ist es notwendig, auf der gegenüberliegenden Antennenseite die Schleifenlänge am Speisepunkt zu variieren, um die Resonanz in der Mitte des 160-m-Bands zu erhalten. Zum besseren Verständnis zeigt Bild 3 nochmals alle Abgleich-

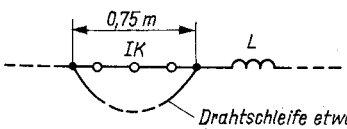
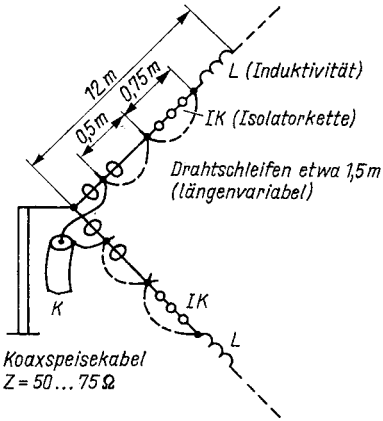


Bild 2
Einfügung der Isolatorkette und der Verlängerungsspule



elemente. Ein solcher genauer Abgleich ist aber nicht immer notwendig. Dafür spricht die häufige Anwendung dieses Antennentyps unter den unterschiedlichsten Bedingungen und mit den verschiedensten Materialien. Nach der Resonanzabstimmung im 160-m-Band sind die Fehlanpassungswerte der übrigen Bänder normal, die Antenne wäre somit betriebsbereit. Experimente ergaben, daß die Konfiguration einer Lazy Loop keine wesentliche Rolle spielt, d. h., es kann ein Dreieck, ein Quadrat oder auch ein Vieleck sein. Zu beachten ist allerdings die symmetrische Abfolge aller Abgleichoperationen. Wenn man also die Drahtlänge, den Ort der Einfügung der Verlängerungsspule oder ihre Induktivität verändert, muß dieses selbstverständlich in beiden Schenkeln geschehen.

Die beschriebene Antenne wurde von den Autoren mit einigen anderen Antennentypen verglichen. Sie ergab im 160-m-Band den Gewinn von etwa einer S-Stufe, bezogen auf einen Halb- oder auch Ganzwellendipol sowie auf einen 106-m-Langdraht. Die Entfernung zur Gegenstation betrug etwa 1000 km. Auf längeren Trassen wurden Unterschiede (Gewinne) von 2 S-Stufen im Vergleich zum Halbwellendipol und dem Langdraht erreicht, sowie 1 S-Stufe zum Ganzwellendipol bei einer mittleren Aufhängehöhe von 27 m. Auf 3,5 und 7 MHz wurden Lazy-Loop-Antennen der entsprechenden Bänder getestet, außerdem eine Zweiband-Inverted-V, eine *W3DZZ* und eine Stabantenne für 7 MHz. Die Überlegenheit der 160-m-Lazy-Loop gegenüber den ersten 3 Antennen zeigte sich ohne Zweifel auf allen Trassen. Sie äußerte sich beträchtlich (bis 12 dB) im Verhältnis zur Inverted-V und zur *W3DZZ*. Entsprechend der Beurteilung von QSO-Partnern erst aus Entfernungen von mehr als 2000 km wurde beim Übergang (Umschalten)

auf die Stabantenne ein Anstieg der Signalstärke um eine S-Stufe beobachtet.

Das sicherlich größte Interesse gilt den Strahlungseigenschaften solcher Lazy-Loop-Antennen auf den höherfrequenten KW-Bändern (14 bis 28 MHz). Bei der Umschaltung vom Dipol oder einer seiner Modifikationen auf die 160-m-Lazy-Loop-Antenne wuchs damit das Signal um durchschnittlich 2 S-Stufen. Bei DX-QSOs und bestimmten Ausbreitungsbedingungen war meist ein Signalzuwachs zu registrieren, wenn vorher ein Viertelwellenstab verwendet wurde.

Abschließend sei gesagt, daß sich über die Methode der elektrischen Verlängerung auch 80-m-Lazy-Loop-Antennen konstruieren lassen, die auf den hochfrequenteren KW-Bändern gleichfalls gute Resultate ergeben.

G. Bolotov, UA3QA
S. Shemajtis, UW3QR

Übersetzt und bearbeitet von *Dipl.-Ing. Edgar Rosenkranz, Y21MD*, aus RADIO, Heft 2/1989, Seite 29/30.

21 Internationale Schaltungsrevue »Amateurfunk«

Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE

80-m-Geradeausempfänger

Der junge Newcomer im Amateurfunk beginnt seine Tätigkeit meist als Kurzwellenhörer, um Erfahrungen zu sammeln und sich Kenntnisse anzueignen. Voraussetzung für die Arbeit als Kurzwellenhörer ist ein Kurzwellenempfänger, der die KW-Amateurbänder erfaßt. Man beginnt mit dem 80-m-Band (3,5 bis 3,8 MHz), weil dieses Band durch seine Ausbreitungsbedingungen und die dichte Belegung mit Amateurfunkstationen zu jeder Tages- und Nachtzeit den Empfang von Amateurfunksendern ermöglicht. Vom Schaltungsprinzip her unterscheidet man folgende Kurzwellenempfängertypen:

- Geradeausempfänger,
- Direktmischempfänger,
- Superhetempfänger.

Einfach zu realisieren ist der Geradeausempfänger, der im Prinzip nur einen HF-Schwingkreis erfordert. Eine zusätzliche Rückkopplung bringt eine ausreichende HF-Empfindlichkeit, so daß auch schwache Sendersignale aufnehmbar sind. Bei angezogener Rückkopplung ist auch der Empfang von CW-(Telegrafie-) und SSB-(Einseitenband-)Sendungen möglich.

Bild 1 zeigt den Stromlaufplan eines Einkreis-Geradeausempfängers mit Rückkopplung. Mit VT1 ist die HF-Verstärkerstufe bestückt, die doppelt ausgenutzt wird. Nach der Demodulation (*C*6, VD1/VD2) gelangt das gewonnene NF-Signal zurück zur Basiselektrode und wird ebenfalls verstärkt. Über *C*7 wird die NF-Spannung ausgekoppelt, in dem 2stufigen NF-Verstärker (VT1/VT2) verstärkt, und mit dem Kopfhörer KH abgehört. Die Rückkopplung der HF geschieht über den Trimmerkondensator *C*4, der einen geringen Anteil HF-Spannung auf den HF-Schwingkreis (*C*1/*C*2/*C*3/*L*1) zurückführt. Geregelt wird diese Rückkopplung mit dem Potentiometer

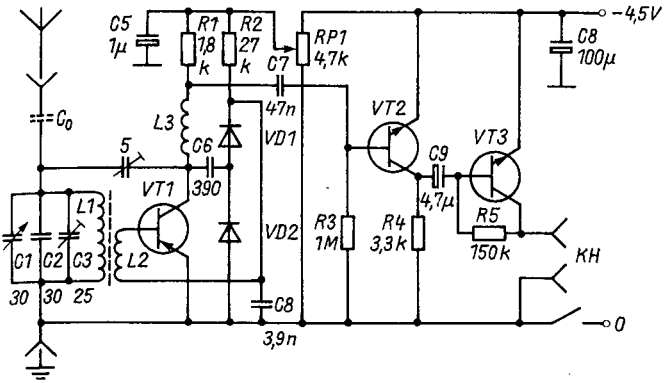


Bild 1 Stromlaufplan für einen Geradeausempfänger zum Empfang des 80-m-Amateurbandes [1]

*R*P1 durch Variierung der Betriebsspannung für VT1. Mit *C*4 wird ein »sanfter« Einsatz der Rückkopplung eingestellt.

Für die HF-Schwingkreisspule *L*1/*L*2 verwendet man einen Doppellochkern aus *Manifer* (12 mm × 14 mm × 8 mm), wie er für Symmetrieübertrager üblich ist. *L*1 hat 10 Wdg., *L*2 ist 1 Wdg., 0,5-mm-CuL. Gewickelt werden die Windungen über das innere Kernstück des Doppellochkerns. Die Außenantenne wird an die Antennenbuchse angeschlossen. Da der Koppelkondensator C_0 zum HF-Schwingkreis nur wenige Picofarad beträgt, genügt es, den Schaltdraht, der von der Antennenbuchse kommt, mit Isolierung in ein Loch des Doppellochkerns zu stecken. Nach der Erprobung wird er mit *Duosan*-Klebstoff fixiert.

Als HF-Transistor VT1 wird 1 pnp-HF-Transistor aus der Bastelkiste eingesetzt (*GT 322, OC 170* o. ä.). Soll ein moderner HF-Siliziumtransistor vom npn-Typ verwendet werden, so sind die Elektrolytkondensatoren *C*5 und *C*8 sowie die Batterie umzupolen, ebenso natürlich der NF-Verstärker. Für diesen sind an den neuen Pluspol *R*3, *R*4, KH und die Kollektorelektroden zu

legen, an den neuen Minuspol kommen die Emitterelektroden von VT2 und VT3. Für VT1 eignen sich dann als Transistoren *SF 136, SF 225* o. ä. Die Demodulatordioden VD1/VD2 sind Germanium-HF-Dioden *GA 100* oder ähnlich. Der Kopfhörer sollte nicht niederohmig sein. Bei einer Betriebsspannung von 4,5 V ist die Stromaufnahme etwa 5 mA, so daß mit Batteriebetrieb gearbeitet werden kann.

Wichtig für das einwandfreie Arbeiten der HF-Verstärkerstufe VT1 ist die HF-Drossel *L*3 (etwa 1 mH). Es genügt für *L*3 eine Kammerspule mit HF-Abgleichkern, die mit Draht 0,1-mm-CuL vollgewickelt wird.

Aktive Antenne für KW-Empfang

Die aktive Antenne besteht aus einer Leiterplatte 130 mm × 22 mm, wovon ein Leiterstück 100 mm × 20 mm als Antenne wirkt. Über *C*1 ist der elektronische HF-Verstärker (Bild 2) angekoppelt, der auf dem restlichen Leiterplattenstück aufgebaut wird. Über ein Koaxialkabel gelangt das verstärkte Antennensignal über *C*5 an den Antenneneingang des Kurzwellenempfängers, zugleich führt man über das Koaxialkabel entkoppelt die Betriebsspannung 12 V für den HF-Verstärker zu; das bewirken *L*2 und *C*5. Der Pluspol der Betriebsspannung liegt an der Kabelseele, der Minuspol an der Kabelabschirmung. Die HF-Drosselspulen *L*1/*L*2 haben eine Induktivität von etwa 1 mH.

Die aktive Antenne wird möglichst hoch angebracht, um aus dem Störnebel zu kommen. Die Betriebslage ist so, daß das Antennenstück (100 mm × 20 mm) senkrecht steht. Im Mittelwellenbereich ist die Verstärkung etwa 25 dB, bis 30 MHz fällt sie auf etwa 15 dB ab.

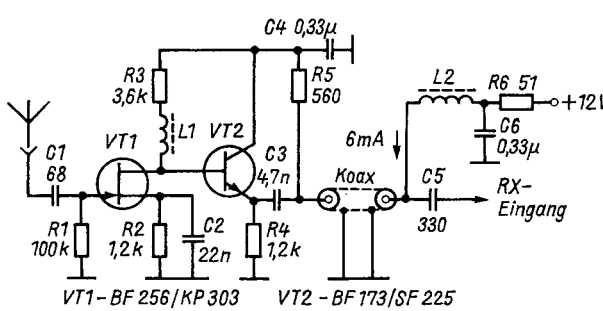


Bild 2 Stromlaufplan einer aktiven Antenne für den KW-Empfang [2]

Antennenfilter für KW-Empfänger

Eine gute Selektion vor dem Empfängereingang bewirkt, daß nur die Signale des gewünschten Frequenzbereichs an den Empfängereingang gelangen – und das sind schon genug. Zwar bringt schon ein abstimmbarer HF-Kreis gute Ergebnisse, aber er verlangt auch eine zusätzliche Abstimmung. Daher sind 2kreisige Bandfilter (Bild 3a) – dimensioniert für das entsprechende KW-Amateurband – günstiger, da sie ohne Abstimmung arbeiten können. Die Dämpfung beträgt etwa 0,5 bis 1 S-Stufe. Für die kritischen KW-Amateurbänder 40 und 20 m sind 4-Kreis-Bandfilter (Bild 3b) besser geeignet, die Dämpfung liegt im Bereich von 1 bis 2 S-Stufen.

Um gute HF-Eigenschaften zu erreichen, sollte man keine Ferritkernspulen verwenden, sondern solche mit weichem HF-Eisenkern und A_L-Werten von 5 bis 10 nH/Wdg. Der Abstand zwischen den Bandfilterspulen ist etwa 15 bis 18 mm. Bei den 4-Kreis-Bandfiltern muß man zwischen den einzel-

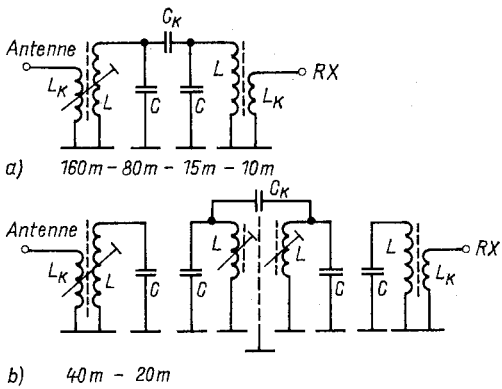


Bild 3
Antennenfilter zur Verbesserung der Eingangsselektion von KW-Amateurempfängern [3]

Tabelle Schwingkreisdaten für Antennenfilter (Bild 3)

Band in m	L in µH	N in Wdg.	Drahtdurchmesser in mm	L_k in µH	N_k in Wdg.	Drahtdurchmesser in mm	C in pF	C_k in pF
160	8,35	41	HF-Litze	0,12	5	0,2-mm-CuL	860	10
80	4,15	28	HF-Litze	0,1	4,5	0,2-mm-CuL	430	10
40	4,4	31	0,25-mm-CuL	0,05	3	0,2-mm-CuL	120	2
20	2,25	21	0,3-mm-CuL	0,02	2	0,2-mm-CuL	56	1,5
15	0,75	12	0,4-mm-CuL	0,02	2	0,2-mm-CuL	75	—
10	0,55	11	0,4-mm-CuL	0,02	2	0,2-mm-CuL	56	1,5

nen Bandfiltern eine Abschirmung vorsehen. Um die erforderliche Bandbreite zu erreichen, ist eine zusätzliche kapazitive Kopplung (C_K) möglich. Die in der Tabelle angegebenen Werte gelten für Spulenkörper mit 7 mm Durchmesser und 15 mm Länge. Mit einem HF-Abgleichkern ist der A_L-Wert etwa 5 nH/Wdg. Als Schwingkreiskondensatoren eignen sich Polystyrol-Wickelkondensatoren oder keramische Röhrchenkondensatoren. Keramische Scheibenkondensatoren sollte man nicht verwenden.

Abgeglichen wird in Bandmitte auf maximalen S-Meter-Ausschlag. Wird die Dämpfung zu groß, ist der Spulenabstand zu verringern. Bei zu geringer Bandbreite ist die kapazitive Kopplung zu vergrößern (im Bereich von pF).

Breitband-KW-Verstärker kleiner Leistung

Vor allem für den Portablebetrieb benötigt man Kleinleistungs-Senderstufen, die sich universell einsetzen lassen. Dabei sind HF-Leistungen bis etwa 3 W ausreichend. Arbeiten dann diese HF-Senderstufen noch breitbandig für alle KW-Amateurbänder (3,5 bis 30 MHz), so kann man sich aufwendige Abgleicharbeiten ersparen. Man setzt Silizium-Leistungstransistoren der Reihe *SD 335* bis *SD 340* ein, mit der Reihe *SD 345* bis *SD 350* lassen sich noch höhere HF-Leistungen erzielen. Möglich sind npn- oder pnp-HF-Senderstufen, die in der Originalarbeit vorgestellt werden. In Bild 4 und Bild 5 werden npn-Breitband-Senderstufen gezeigt.

Bild 4 zeigt den Stromlaufplan eines Breitband-KW-Senderverstärkers

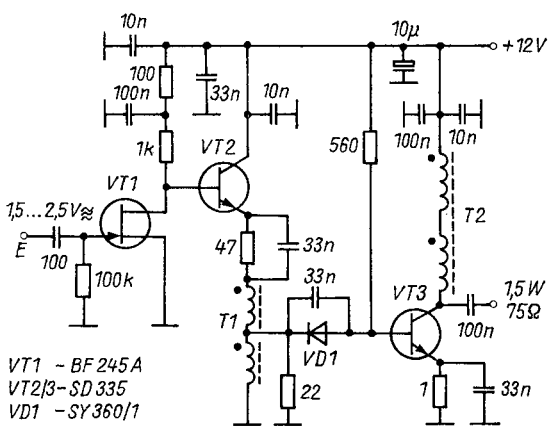


Bild 4 Stromlaufplan für einen Breitband-KW-Senderverstärker 1,5 W [4]

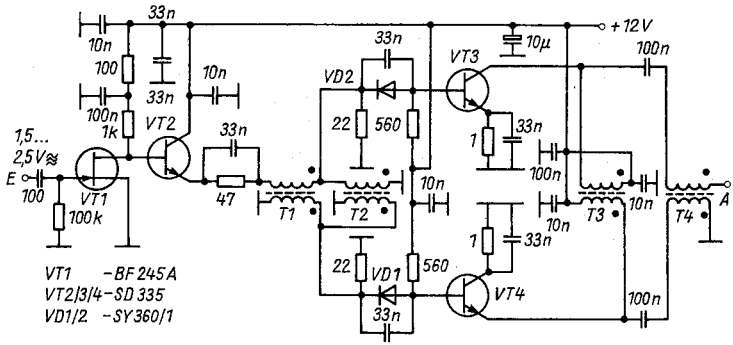


Bild 5 Stromlaufplan für einen Breitband-KW-Senderverstärker 3 W [4]

mit einer HF-Leistung von etwa 1,5 W an 75 Ω. Der Eingang ist hochohmig, so daß Eingangsspannungen von $U_{ss} = 1{,}5$ V (3,5 MHz) bis 2,5 V (28 MHz) ausreichend sind. Der Arbeitspunkt der Endstufe wird mit der Siliziumdiode VD1 stabilisiert. Die Breitbandigkeit der Endstufe erreicht man durch die HF-Übertrager T1/T2. Für den Aufbau von T1/T2 werden übliche Doppellochkerne verwendet mit 2 × 6 Wdg., 0,4-mm-CuL, bifilar gewickelt. Die Transistoren VT2/VT3 sind mit entsprechenden Kühlblechen zu versehen.

Bild 5 zeigt den Breitband-KW-Senderverstärker für eine HF-Leistung von etwa 3 W an 75 Ω. Alle Angaben zu Bild 4 gelten auch für diesen Stromlaufplan.

Morsetaste mit Ton

Mit dem universellen Timer-Schaltkreis *B 555 D* kann man Töne erzeugen – das ist sicher bekannt. Auch als Morse-Tongenerator wurde der Schaltkreis schon mehrfach eingesetzt. Die in Bild 6 dargestellte Morsetongenerator-Schaltung arbeitet problemlos. Wenn der erzeugte NF-Ton zu hoch ist (etwa 1,4 kHz), sollte man für *C2* den Kapazitätswert auf etwa 22 nF erhöhen. Dann liegt der NF-Ton bei etwa 600 bis 700 Hz. Am Ausgang pin 3 kann ein kleiner Lautsprecher angeschlossen werden oder ein niederohmiger Kopfhörer.

Zur kompletten Morsetaste mit Ton wird die gezeigte Schaltung gestaltet, wenn man die Leiterplatte für die Bauelemente um den Hebel einer Morsetaste ergänzt. Die federnden Eigenschaften des Leiterplattenmaterials reichen dazu aus, egal, welches man dafür verwendet. Für die Leiterplatte be-

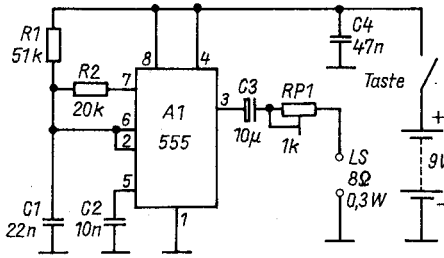


Bild 6
Stromlaufplan der Morsetaste mit Ton [5]

nötigt man etwa 50 mm × 50 mm. An einer Seite ragt der Hebel (etwa 10 mm × 70 mm) heraus, am Ende auf etwa 20 mm × 20 mm erweitert. Für den Tastenkontakt sollte man etwas Mühe aufwenden, sonst ist eine saubere Tastung der Tonfrequenz nicht möglich. Günstig ist das Anbringen von Metallkontakten.

Diese Leiterplatten-Morsetaste montiert man auf ein 20 mm starkes Holzbrett 100 mm × 100 mm. Zur besseren Handhabung des Tastenhebels befestigt man am Ende auf der Fläche 20 mm × 20 mm eine kleine Kunststoff- oder Holzkugel. Mit einer Klemmschraube kann man diese Morsetaste auf dem Tisch befestigen, damit sie beim Morsen nicht verrutscht.

Einfacher Quarzprüfer

Wenn man Schwingquarze aus der Bastelkiste in einer Schaltung verwenden will, kann man Pech haben, der Schwingquarz ist nicht in Ordnung. Um Schwingquarze zu überprüfen, gibt es ein einfaches Verfahren. Man setzt den Schwingquarz in einer Oszillatorschaltung ein und mißt die ent-

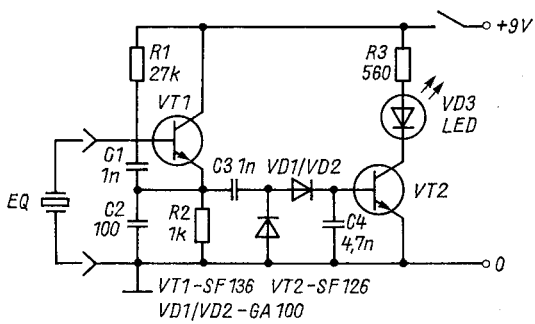


Bild 7 Stromlaufplan eines einfachen Schwingquarz-Prüfgerätes [6]

stehende Schwingspannung mit Gleichstromverstärker und anzeigendem Meßwerk. Bild 7 zeigt eine wesentlich einfachere Anzeigemöglichkeit für die Schwingspannung, wobei als Indikator eine Leuchtdiode VD3 wirkt. Gegenüber einem Meßwerk ist das wesentlich preiswerter.

Mit VT1 ist die Quarzoszillatorschaltung aufgebaut, die sich für Schwingquarze bis etwa 30 MHz eignet. An der Emitterelektrode wird über *C*3 die entstehende Schwingspannung ausgekoppelt und mit den Dioden VD1/VD2 gleichgerichtet. Der wirksam werdende Basisstrom steuert den Kollektorstrom von VT2, der durch das Aufleuchten der LED VD3 angezeigt wird.

Schließt man an die Emitterelektrode von VT1 einen weiteren Kondensator 1 nF an und führt ihn zu einer Buchse, so kann man an diese Buchse (gegen Massepotential) einen Frequenzzähler anschließen, um die entstehende Quarzfrequenz zu messen.

Einfacher VHF-Signalgenerator

Für die Überprüfung und den Abgleich von UKW/VHF-Empfängern ist der einfache Signalgenerator geeignet, dessen Stromlaufplan Bild 8a zeigt. Mit VT1 ist die NF-Generatorstufe bestückt, die mit einem *RC*-Doppel-T-Netzwerk arbeitet und die Modulationsspannung liefert. Mit *R*5 läßt sich eine NF-Frequenz im Bereich 220 bis 500 Hz einstellen. Über *C*5 gelangt das NF-Signal an die Basis der Oszillatorstufe VT2, die damit moduliert wird. Die HF-Frequenzabstimmung geschieht mit *C*7, während die Rückkopp-

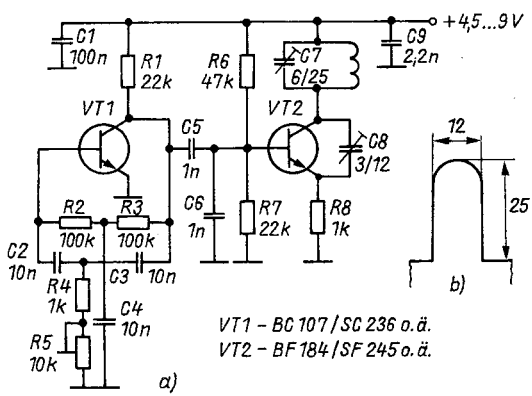


Bild 8 Stromlaufplan eines Signalgenerators für den VHF-Bereich [7]

lung mit $C8$ auf maximalen HF-Output eingestellt wird. Mit der in Bild 8b angegebenen Haarnadelspule L beträgt der Oszillatorfrequenzbereich etwa 105 bis 200 MHz. Andere Frequenzbereiche lassen sich mit anderen Spulen realisieren. So ergibt eine Spule mit 4,5 Wdg., 1-mm-CuL, 18 mm Spulendurchmesser und 2 mm Windungsabstand einen Oszillatorfrequenzbereich von etwa 37 bis 60 MHz.

Signalgenerator für den UHF-Bereich

Je nach Quarzfrequenz des Schwingquarzes EQ und Vervielfachung mit der *Schottky*-Diode VD1 kann der UHF-Signalgenerator bis zu Frequenzen von etwa 1500 MHz eingesetzt werden. Verwendbare Quarzfrequenzen liegen im Bereich von 27 bis 50 MHz, eine Frequenzvervielfachung um den Faktor 30 ist möglich. Damit lassen sich UHF-Konverter für Fernsehempfänger ebenso abgleichen wie Amateurfunkempfänger im 23-cm-Band. Mit einem Quarz 45 MHz und einer Vervielfachung um den Faktor 29 erreicht man die Frequenz 1305 MHz im 23-cm-Band (45 MHz × 29 = 1305 MHz; 145 MHz × 3 = 435 MHz × 3 = 1305 MHz). Der Abgleich des Schwingkreises $L1/C2$ ist unkritisch, er soll etwa auf der Frequenz des Schwingquarzes liegen. Daher genügen für $L1 = L2$ 10 Wdg., 0,5-mm-CuL, 5-mm-Spulenkörper mit HF-Abgleichkern. Über $C4$ wird die HF-Spannung auf die Vervielfacherdiode VD1 gekoppelt. Die Modulationsspannung, die über $L3$ (etwa 100 µH) zugeführt wird, entnimmt man einem getrennten NF-Generator 1000 Hz.

Der Schwingkreis $L4/C5$ ist auf die gewünschte UHF-Frequenz abzustimmen. $L4$ ist ein Messingblechstreifen 5 mm × 56 mm × 1 mm, dessen beide Enden auf einer Leiterplatte aufgelötet werden. Der Abstand von $L4$ zur Leiterplatte soll etwa 2 mm betragen. Für die Vervielfacherdiode VD1

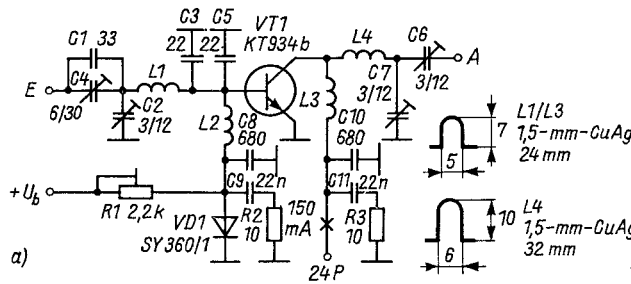


Bild 9 Stromlaufplan eines Signalgenerators für den UHF-Bereich [8]

liegt der Anschluß etwa 5 mm von einem Ende entfernt, der Anschluß für den Trimmerkondensator *C5* etwa 24 mm vom gleichen Ende entfernt. Neben dem anderen Ende befindet sich die Koppelspule *L5*, die aus 1-mm-CuAg-Draht besteht, 5 mm parallel zu *L4* liegt und mit einem Ende auf der Leiterplatte verlötet ist.

Die in der Originalarbeit verwendete *Schottky*-Diode VD1 ist der Typ *1 N 4148*, es eignen sich auch der SU-Typ *KD 514A* bzw. *KD 522*. Das UHF-Signal wird mit *R3* bis *R5* und mit *C5* eingestellt.

Tester für elektromagnetische Verträglichkeit

Wer kennt das Problem nicht – HF-Strahlungen beeinflussen die Funktion von Geräten der Unterhaltungselektronik? Das Problem gehört in das Gebiet der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMC – elektromagnetic compatibility) und ist ein weites Feld. Ob Rundfunkempfänger, Fernsehempfänger oder NF-Stereoverstärker, stärkere HF-Signale können die erwünschte Wiedergabe mehr oder weniger stören, wenn man die Schaltung ungünstig auslegt. Zwar ist die Herstellerindustrie dafür verantwortlich, dem Gerät der Unterhaltungselektronik ein ausreichendes passives Störverhalten zu verleihen, aber in den Prospekten wird man dazu kaum eine kennzeichnende Werteangabe zur Störfestigkeit finden.

Hilfe bringt ein EMC-Tester, mit dem man vor dem Kauf das Gerät kurz prüft. So kann man schnell die Spreu vom Weizen trennen. Das ist vor allem wichtig, wenn man in der Nähe eines kommerziellen Senders wohnt oder z. B. im Haus ein Funkamateur seine Funkstation betreibt. Bild 10 zeigt die Schaltung eines einfachen EMC-Testers. Es handelt sich um eine Quarzoszillatorschaltung, die direkt am 220-V-Netz betrieben wird. Deshalb muß der Transistor VT1 ein Videoendstufentransistor mit mindestens

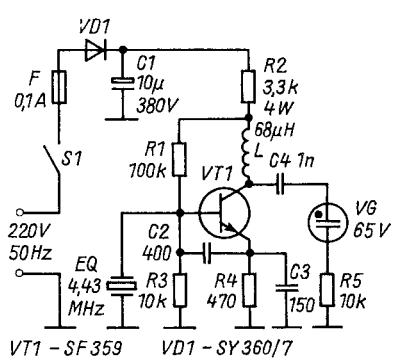


Bild 10
Stromlaufplan für einen einfachen EMC-Tester [9]

300 V Kollektorspannung sein! Der Quarz EQ ist ein Typ, wie er in Farbfernsehempfängern verwendet wird. Die Anzeige der HF-Spannung geschieht mit einer Glimmlampe VG, deren Zündspannung bei etwa 65 V liegt. Als Antenne arbeitet das Kühlblech (etwa 40 mm × 100 mm, entsprechend abgewinkelt, an einer Stirnseite angebracht) des Transistors, wenn man es zusätzlich mit der Kollektorelektrode verbindet.

Auf jeden Fall muß man die gesamte Schaltung in einem dichtgeschlossenen Kunststoffgehäuse unterbringen, aus dem nur die Netzzuleitung herausführt und ein Drucktaster aus Kunststoff angebracht ist. Zum Erkennen der Glimmlampe ist eine kleine Bohrung vorzusehen, die mit einer glasklaren Kunststofflinse verschlossen wird. Mit dem HF-Signal tastet man das Gehäuse des Geräts der Unterhaltungselektronik ab und beobachtet die Auswirkungen. Obwohl mit diesem Test nicht alle Kriterien des passiven Störverhaltens erfaßt werden können, ist es zur Simulierung der meisten HF-Störfälle ausreichend.

Yagi-Drahtantenne für das 20-m-Band

Yagi-Antennen für die KW-Amateurbänder erfordern einen erheblichen konstruktiven Aufwand. Warum also nach diesem System nicht eine Drahtantenne aufbauen, die zwischen 2 Masten gespannt wird? Bild 11 gibt dafür ein Beispiel für das 20-m-Band, bestehend aus Strahler und Reflektor. Zur Dimensionierung der Draht-*Yagi* für andere KW-Amateurbänder gelten die Beziehungen:

$$\text{Drahtlänge Elemente} \quad l = \frac{57}{f};$$

$$\text{Drahtlänge Abstand} \quad a = \frac{71}{f};$$

l in m, f in MHz, a in m.

Das Koaxialkabel schließt man an ein *Pertinax*-Brettchen an, an dem auch die Drahtenden befestigt werden. Der Kondensator liegt im Bereich 100 bis 220 pF. Antennengewinn G und Vor-/Rückwärts-Verhältnis sind von der Entfernung der unteren Elemente vom Erdboden bestimmt:

Abstand 0,05 λ G = 9,4 dBd VRV = 15 dB,
Abstand 0,14 λ G = 10,8 dBd VRV = 22 dB,
Abstand 0,24 λ G = 11,5 dBd VRV = 24 dB.

Die Drahtteile der *Yagi*-Antenne werden über Antenneneier an den beiden Masten montiert.

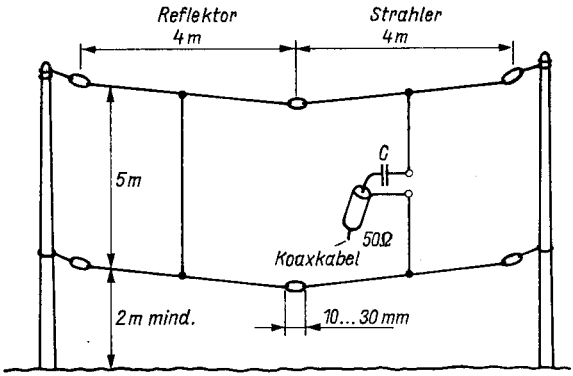


Bild 11 Aufbauschema der Yagi-Drahtantenne für KW-Amateurbänder [10]

Allband-Antenne für SWL-Amateure

Die einfache KW-Empfangsantenne (Bild 12) hat die Form eines Fächers. Sie besteht aus 5 vertikal aufgehängten Halbwellenstrahlern für die KW-Amateurbänder 80 bis 10 m. Sie wird an einem horizontal ausgespannten Draht über Antenneneier befestigt. Am empfängerseitigen Ende werden die 5 Halbwellenstrahler mit dem Innenleiter des Koaxialkabels gemeinsam verlötet, die Abschirmung des Kabels wird direkt mit einem Erder verbunden. An Stelle des Mastes kann zur Befestigung des horizontal ausgespannten Drahtes auch ein in entsprechender Entfernung stehendes Gebäude benutzt werden.

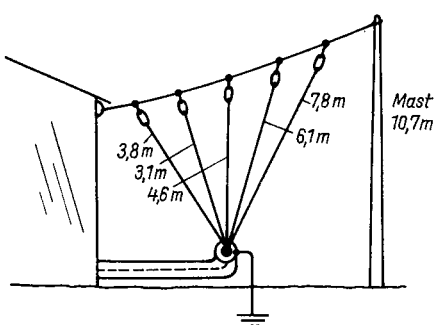


Bild 12
Aufbauschema der Allband-Empfangsantenne für SWL [11]

Literatur

[1] ..., Einfacher Empfänger 3,5 MHz - CW/SSB für Anfänger. Amaterske Radio (CSR), Heft A-6/1989, Seite 225 bis 227.

[2] S. Manolov, Aktive Antenne. Radio-Fernsehen-Elektronik (Bulg.), Heft 8/1989, Seite 30/31.

[3] S. Degasper, Antennenfilter für durchgehende Empfänger. cq-DL, Heft 4/1989, Seite 222 bis 224.

[4] A. Kusiak, Lineare Breitband-KW-Verstärker kleiner Leistung. Radioelektronik (Polen), Heft 3/1989, Seite 11/12.

[5] KI, Morsetaste. Radiotechnika (Ung.), Hft 8/1989, Seite 410 bis 412.

[6] ..., Ist der Quarzresonator defekt? Radio-Fernsehen-Elektronik (Bulg.), Heft 2/1989, Seite 14.

[7] P. Hawker, Technical Topics. Radio Communication (Großbr.), Heft 4/1989, Seite 37.

[8] ..., UHF-Signalgenerator, RADIO (UdSSR), Heft 3/1989, Seite 79.

[9] A. Weidemann, Elektromagnetische Verträglichkeit – EMC – Tester III/IV. cq-DL, Heft 1/1989, Seite 23 bis 25.

[10] B. Austin, Designing end-loaded HF wire yagis. Radio Communication (Großbr.), Heft 9/1989, Seite 44/45.

[11] B. Treacher, SWL-Information. Radio Communication (Großbr.), Heft 4/1989, Seite 61.

22 Temperaturregler mit dem *B 555 D*

Dipl.-Ing. Bernd Mager

Beim Autor wird der Timer-Schaltkreis *B 555 D* als elektronische Temperaturregelung für eine elektrische Gewächshausheizung verwendet, mit einer entsprechenden Modifizierung sind aber auch andere Anwendungen als Schwellwertschalter denkbar. Gegenüber zahlreichen anderen zu diesem Thema bereits erschienenen Veröffentlichungen weist die in Bild 1 gezeigte Schaltung die Besonderheit auf, daß Einschalt- und Ausschaltschwelle des Schwellwertschalters mit je einem Einstellregler (Potentiometer) getrennt und völlig unabhängig voneinander in einem weiten Temperaturbereich (etwa 5 bis 40 °C) genau einstellbar sind. Der trotz dieser Eigenschaften geringe schaltungstechnische Aufwand resultiert dabei aus der wie maßge-

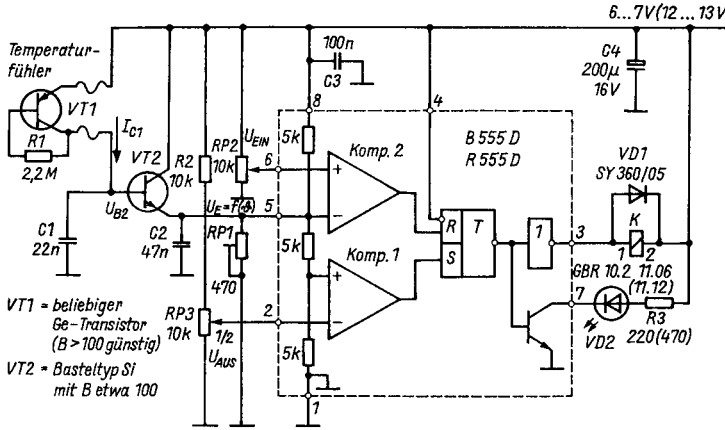
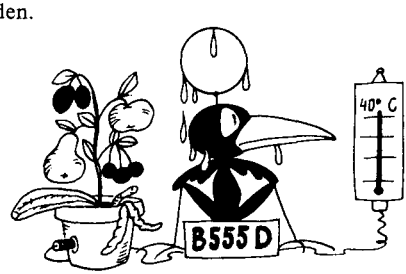


Bild 1 Stromlaufplan des Temperaturreglers für eine elektrische Gewächshausheizung

schneidert erscheinenden inneren Struktur des *B 555 D*. Der Schaltkreis enthält als wesentliche Elemente 2 Komparatoren und 1 RS-Flip-Flop. Die Funktionsweise dieser logischen Grundbausteine soll an dieser Stelle als bekannt vorausgesetzt werden.

Die vorgestellte Schaltung arbeitet nach folgendem Prinzip: Der als Temperaturfühler fungierende Transistor VT1 wird von dem stark temperaturabhängigen Kollektorstrom I_{C1} durchflossen. VT2 verstärkt I_{C1} entsprechend seiner Stromverstärkung etwa 100fach. Die über *R*P1 anliegende Spannung U_E ist damit direkt temperaturabhängig, d. h., sie steigt mit zunehmender bzw. fällt mit abnehmender Temperatur. An den Mittelabgriffen der Potentiometer *R*P2 und *R*P3 liegen die der Ein- bzw. Ausschalttemperatur äquivalenten Schwellspannungen U_{ein} und 0,5 U_{aus}. Übersteigt 0,5 U_E (anliegend am Plus-Eingang des Komparators 1) die an Anschluß 2 des *B 555 D* angelegte Spannung 0,5 U_{aus}, so führt das durch Komparator 1 zum Setzen des internen Flip-Flop und zum Abfallen des Relais (Heizung »aus«). Mit nunmehr abnehmender Temperatur sinkt U_E zunächst wieder unter U_{aus}, was aber lediglich zur Folge hat, daß Komparator 1 den Setzimpuls wieder abschaltet. Erst wenn U_E die mit *R*P2 eingestellte Einschaltspannung U_{ein} unterschreitet, liefert Komparator 2 den Rücksetzimpuls für das Flip-Flop, und es kommt zur Ansteuerung des Relais (Heizung »ein«). Analog geschieht bei ansteigender Spannung U_E das Abschalten der Heizung noch nicht beim Erreichen von U_{ein} (da nur Abschalten Rücksetzimpuls), sondern erst beim Überschreiten von U_{aus} (Einschalten Setzimpuls). Daraus resultiert eine Bedingung, die beim Einstellen der Schaltschwellen zu beachten ist: $U_{aus} > U_{ein}$. $U_{aus} - U_{ein}$ ist die Hysterese des Schwellwertschalters.

Der Einstellregler *R*P1 gestattet das Anpassen des Spannungsbereichs von U_E an den zu regelnden Temperaturbereich. Er ist vor *R*P2 und *R*P3 zweckmäßigerweise so einzustellen, daß bei der gewünschten Ausschalttemperatur U_E etwa $U_B - 2$ V beträgt. Damit verbleibt noch eine gewisse Reserve zur eventuellen Erhöhung von U_{aus}, ohne daß eine Veränderung an *R*P1 vorgenommen werden muß. U_E kann infolge Sättigung von VT1 den Wert $U_B - 1$ V nicht übersteigen; deshalb darf U_{aus} nicht größer als dieser Wert eingestellt werden.



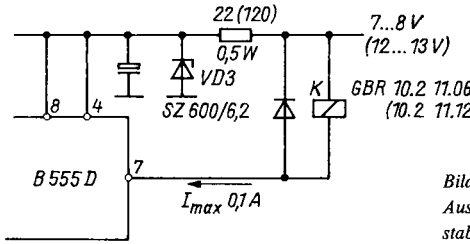


Bild 2
Ausgangsbeschaltung für unstabilisierte Betriebsspannung

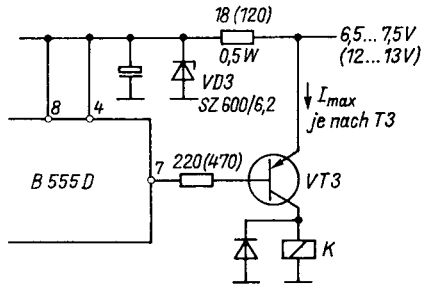


Bild 3
Ausgangsbeschaltung für erforderliche höhere Ausgangsströme

Als Temperaturfühler ist im Prinzip jeder beliebige Ge-pnp-Transistor geeignet; gegebenenfalls kann er auch mit offener Basis betrieben werden ($R1$ entfällt), I_{C1} wird dann ausschließlich vom Kollektorreststrom von VT1 gebildet. Die bei Komparatoren üblichen Mitkopplungswiderstände (vom Ausgang auf Plus-Eingang) zur Unterdrückung der Schwingungen im Umschaltmoment entfallen durch die Speicherwirkung des internen Flip-Flop.

Wie bereits erwähnt, eignet sich der vorgestellte Schwellwertschalter auch für andere Zwecke (Ausgang 3 ist bei $U_B = 5$ V TTL-kompatibel). Als Eingang für Spannungen bzw. Ströme ist die Basis von VT2 zu verwenden, wobei die realisierbaren Schaltschwellen im Bereich von $U_{B2} = 0{,}8$ V bis U_B gewählt werden können. Die ausgangsseitige Beschaltung des *B 555 D* kann je nach Erregerstrom und Spannung des verwendeten Relais variiert werden. Die Schaltung nach Bild 1 erlaubt den Einsatz von 6-V- bzw. 12-V-Relais mit $I_{err.} \leqq 200$ mA. (Die Werte in Klammern gelten für 12 V.) Es empfiehlt sich, die Betriebsspannung mit einer einfachen Schaltung zu stabilisieren, da die sonst auftretenden Spannungsschwankungen durch das Vorhandensein von nichtlinearen Bauelementen (Transistoren VT1, VT2) zu Verschiebungen der Schaltschwellen führen können. 2 weitere Varianten, die nur unstabilisierte Versorgungsspannungen erfordern, sind in Bild 2 und Bild 3 dargestellt. Dabei sind folgende Einschränkungen zu beachten: Die Ströme in die Schaltkreisausgänge 3 bzw. 7 dürfen 200 bzw. 100 mA nicht überschreiten (nach [1]). Des weiteren kann Ausgang 3 (Gegentaktausgang), bei

einer von außen aufgeprägten Spannung, die größer als die an Anschluß 8 angelegte Betriebsspannung ist, Ströme in den Schaltkreisausgang bei High-Potential nicht sicher sperren.

Zum Schluß noch ein wichtiger Hinweis für die Leser, die nicht über Kenntnisse zur Ausführung von Installationsarbeiten an Netzspannungseinrichtungen verfügen: Um einen sicheren Schutz vor hohen Berührungsspannungen zu gewährleisten, unbedingt wegen netzspannungsseitiger Verdrahtung (Transformator, Relais, evtl. Schütz, Schukosteckdose) und Gehäuse-Schutzisolierung bzw. -erdung Fachmann konsultieren.

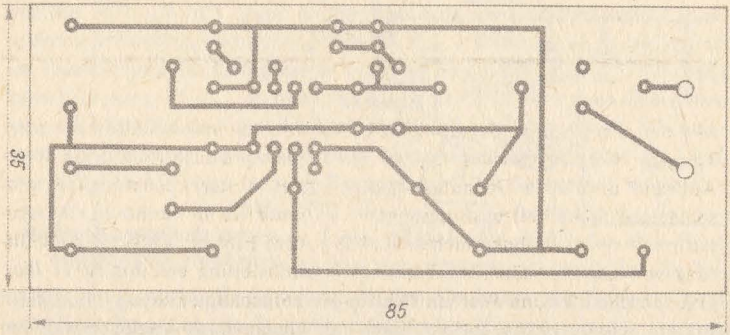


Bild 4 Leiterplatte für den Temperaturregler

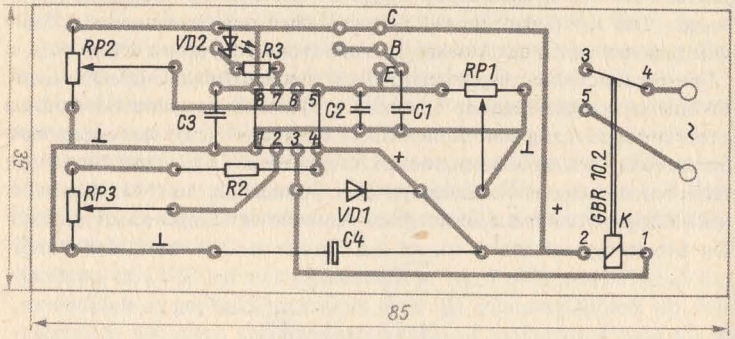


Bild 5 Bestückungsplan für die Leiterplatte nach Bild 4

Literatur

[1] Schlenzig/Bläsing, Timerschaltkreise B 555 D und B 556 D – Informationen und Applikationen. Reihe electronica, Band 213/214, Berlin 1984.

23 Temperaturregler mit dem *A 302 D*

Wolfgang Muckisch

Mit der vorgestellten Schaltung (Bild 1) wird ein universell einsetzbarer Temperaturregler realisiert, der sich durch geringen schaltungstechnischen Aufwand und hohe Genauigkeit auszeichnet. Unter Beachtung der einschlägigen Sicherheitsbestimmungen [1] können damit Geräte zur Temperaturreglung im Wohnbereich sowie für andere Einsatzzwecke, z. B. Belüftung von Gewächshäusern, thermische Stabilisierung elektronischer Baugruppen, Schutz- und Warneinrichtungen, aufgebaut werden.

Der Schaltungskonzeption liegt der Gedanke zugrunde, mit dem Schwellspannungsschaltkreis *A 302 D* einen Zweipunktregler aufzubauen. Dieser Anwendung steht aber die störende Hysterese des Schaltkreises entgegen. Das heißt, daß die Differenz zwischen den Spannungswerten am Eingang, bei denen der Ausgangstransistor vom leitenden in den gesperrten Zustand (und vom gesperrten in den leitenden) übergeht, zu groß ist. Würde man diese Pegel an einem Eingangsspannungsteiler, bei dem ein Thermistor als Temperaturfühler wirkt, abgreifen wollen, könnte sich höchstens eine Regelgenauigkeit von ±3 K einstellen. Durch periodisches Abschalten der Betriebsspannung ist es aber möglich, am Spannungsteiler (*R1*/*R2*) jeweils nur die obere Triggerschwelle der Eingangsspannung zur Steuerung heranzuziehen.

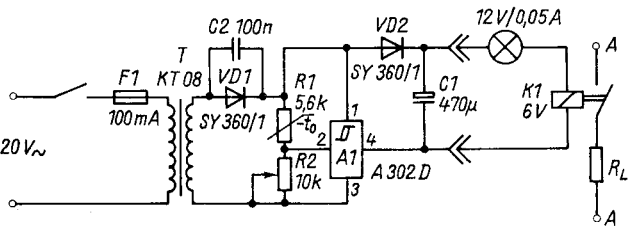


Bild 1 Stromlaufplan des beschriebenen Temperaturreglers

In der dargestellten Schaltung wird dazu nach der Einweggleichrichtung durch VD1 die positive Halbwelle der vom Transformator bereitgestellten Wechselspannung genutzt. Hinter der Diode VD2, die für die Entkopplung wirkt, kann an *C*1 eine geglättete Gleichspannung am Ausgang der Schaltung abgenommen werden. Die Ausgangsbeschaltung muß man unter Beachtung des maximal zulässigen Ausgangslaststroms des *A 302 D* (60 mA) dem jeweiligen Anwendungsfall anpassen. Im einfachsten Fall kann ein Relais oder eine andere Last direkt angesteuert werden. Oftmals macht sich aber eine Leistungsverstärkung oder der Anschluß einer Thyristorschaltung über einen Optokoppler erforderlich.

Der Aufbau einer Schaltung mit Relaisansteuerung wurde auf einer Leiterplatte (70 mm × 25 mm) vorgenommen. Die Leiterbahnführung ist so gestaltet, daß sie sich mit einfachen Hilfsmitteln realisieren läßt. In diesem Zusammenhang wurde auch auf eine direkte Montage des *A 302 D* auf der Leiterplatte verzichtet, und seine Anschlüsse wurden durch 4 etwa 10 mm lange Drähte verlängert. *R*1 und *R*2 sollten gut isoliert sein und dürfen nicht über Steckverbinder angeschlossen werden.

Es hat sich bewährt, den Temperaturfühler in ein Glasröhrchen einzubringen, das auf der einen Seite zugeschmolzen ist und an der offenen Seite

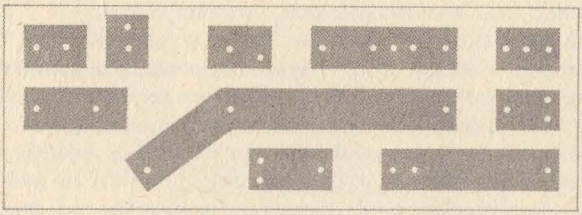


Bild 2 Leiterplatte für den Temperaturregler

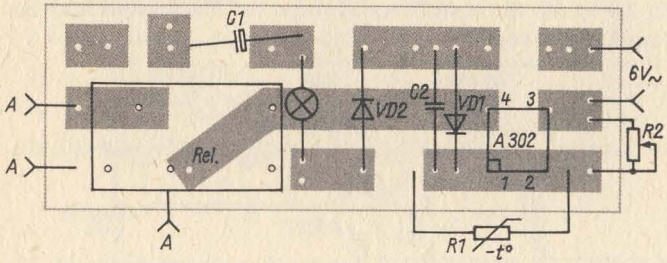


Bild 3 Bestückungsplan für die Leiterplatte nach Bild 2

mit *Cenusil* abgedichtet wird. Die zum Relais in Reihe liegende Glühlampe bewirkt die Strombegrenzung am Ausgang des *A 302 D* und wird weiterhin als langlebige (weil mit Unterspannung betriebene) Kontrollampe genutzt. Die vorgestellte Schaltung wurde zweimal aufgebaut. Beide arbeiten seit langem als Temperaturregler für Aquarien. Unter günstigen Bedingungen wird eine Regelgenauigkeit von $\pm 0{,}1$ K erreicht.

Wichtige Hinweise für die weitere Anwendung des *A 302 D* sind in [2] zu finden.

Literatur

[1] H. Jakubaschk, Elektronik-Bastelbuch für Foto- und Filmamateure, Seite 18ff, Leipzig 1981.

[2] H. Kühne, Applikationsbeispiele mit dem Schwellspannungsschaltkreis A 302 D. Amateurreihe elektronica, Band 207, Berlin 1983.

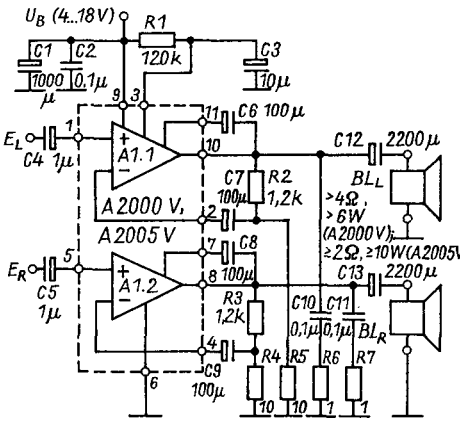
24 Watt wollen Sie? 20 Watt aus der Streichholzschachtel

Michael Schulz

Plötzlich, nach einer Autobahnfahrt im Hochsommer, schweigt das gute No-Name-Autoradio, oder der XY-CRAFT-Radiorecorder gibt nach dem Versuch, Lautsprecherbuchsen für die heimischen Boxen zu installieren, keinen Mucks mehr von sich! Ein Blick des Fachmanns in das Gerät – zumeist noch ohne Schaltplan – und er sagt achselzuckend: »Tut mir leid, die Endstufe ist hinüber, Hitze, Kurzschluß, was weiß ich«! Der Endstufenschaltkreis heißt geheimnisvoll *24H12SX* und verschweigt diskret seine Herkunft. Er ist selbst bei *Conrad* nicht aufzutreiben, nun ist guter Rat teuer! Wegwerfen, neu kaufen? Oder aber, unser Autoradio kann sich gegen den Fahrzeuglärm nicht durchsetzen oder wir wollen von unserem Walkman auch einmal etwas ohne Kopfhörer hören.

Eine NF-Endstufe muß her! Klein soll sie sein, denn sie soll ja noch in den Autoempfänger mit Kassettenteil passen oder in den knapp bemessenen Platz im Radiorecorder bzw. in die kleine Walkman-Zusatzbox. Leistung soll sie bringen und in Stereo ausgeführt sein, natürlich! Mit einem modernen Endstufenschaltkreis, dem *A (TDA) 2000/2005 V* gelingt dieses Vorhaben sicher. Auf einer Leiterplatte von 35 mm × 65 mm, also in reichlicher Streichholzschachtelgröße, ist eine Mono-Endstufe von 20 W Ausgangsleistung oder eine Stereo-Endstufe von 2 × 8 W unterzubringen. Für den zweiten Fall ist die abgebildete Leiterplatte zu teilen, da sie das Layout für 2 solcher Endstufen enthält.

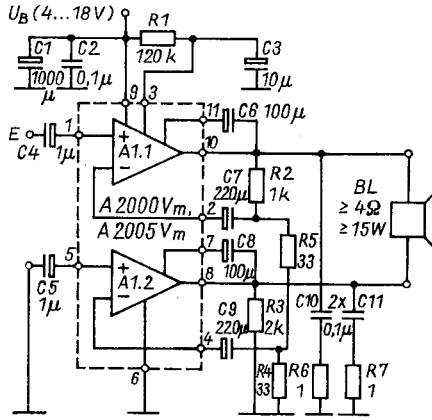
Der *A 2000 V*, ein Doppel-NF-Verstärker-Schaltkreis, ist vorzugsweise für den stromsparenden Einsatz in batteriebetriebenen Geräten vorgesehen. Bereits bei 9 V Betriebsspannung und 4 Ω Lastwiderstand sind 2 × 3 W erreichbar, bei 12 V etwa 2 × 4 W und bei 14,4 V (Nominalspannung von 12-V-Auto-Bordnetzen) 2 × 5 W. Der *A 2005 V* kann sogar noch mehr. Er bietet bei 14,4 V schon 2 × 10 W Ausgangsleistung an 2 Ω Lastwiderstand (verbreitete Impedanz moderner Auto-Lautsprecherkombinationen). Sein



Einsatz sollte aber auf den Autobetrieb und auf den Netzbetrieb beschränkt bleiben, da er einen wesentlich höheren Ruhestrom aufweist und damit schnell zum »Batteriefresser« avanciert. Beide Schaltkreise können auch im Brückenbetrieb eingesetzt werden und bieten hier 10 W an 4 Ω *(A 2000 Vm)* bzw. 20 W an 4 Ω *(A 2005 Vm)*. Allerdings sind Schaltkreisexemplare mit dem Aufdruck »Vm« erforderlich. Beide IS arbeiten im Betriebsspannungsbereich von 4 bis 18 V.

Der vorgestellte Leistungsverstärkermodul entstand vorwiegend zum Ein-(Er-)satz in Autoempfängern im DIN-Gehäuse und integriertem Kassettenlaufwerk. Der Beitrag soll auch einige weitere prinzipielle Möglichkeiten des Einsatzes der Baugruppe aufzeigen und dem Ungeübten helfen, sein spezielles Problem zu lösen.

Der *A 2005 V* wird in Standardschaltung betrieben [1]. Lediglich der Siebelektrolytkondensator ist aus Platzgründen zu 470 µF gewählt. Das hat sich als ausreichend erwiesen, da in Autoempfängern ohnehin meist genügend Siebkapazität unmittelbar in der Endstufennähe installiert ist. Niemals darf die Baugruppe ohne Kühlvorrichtung, in diesem Fall die Rückwand des Empfängers, betrieben werden. Bei der Bestückung der Leiterplatte geht man in der Reihenfolge IS, *R*1 bis *R*3, *C*2, *C*10, *C*11 und abschließend alle anderen Kondensatoren und Widerstände vor. Sollte nun der Verstärker bei der ersten Inbetriebnahme verzerren, wenn man das Lautstärkepotentiometer etwas mehr aufdreht, heißt das, er bekommt zuviel NF-Eingangsspannung. Der *A 2005 V* verträgt maximal 250 mV an seinem Eingang. In diesem Fall hilft ein Spannungsteiler vor dem Eingang der Baugruppe, der die Eingangsspannung so weit herabsetzt, daß der Endverstärker nicht übersteuert werden kann. Die Verdrahtung mit den Lautsprecher-



buchsen geschieht direkt vom Modul aus, nachdem man die alten Verbindungen entfernt hat.

Eine solch kleine Baugruppe hat den Vorzug, daß sie im Empfänger recht freizügig untergebracht werden kann, also vorzugsweise in der »2. Etage« über der Empfängerleiterplatte, nachdem man die Bauelemente des defekten Endverstärkers entfernt hat. In diesem Fall ist es bei zahlreichen Empfängern auch möglich, eine Endstufe mit 2 Mono-Brückenverstärkern, die auf einer Leiterplatte von 130 mm × 35 mm untergebracht sind, aufzubauen. Dazu bestückt man die Leiterplatte entsprechend der Applikation zur Brückenschaltung (Bild 2), diese Variante ist im Bestückungsplan mit (*) gekennzeichnet. Nun muß man aber beim Installieren der Lautsprecherboxen im Fahrzeug darauf achten, daß kein Lautsprecheranschluß mehr mit der Fahrzeugmasse in Berührung kommt! Für sämtliche Elektrolytkondensatoren genügen 16-V-Ausführungen, man sollte beim Kauf auf die kleinste Bauform achten, da es auf der Leiterplatte teilweise recht eng zugeht. Die Widerstände sind aus Platzgründen zum Teil stehend untergebracht. Das Platinenlayout ist für die Bestückung beider Verstärkervarianten ausgelegt.

Die Baugruppe wird an der Stelle des alten Endverstärkers untergebracht, entweder mit untergeklebten Abstandsklötzchen oder mit 2 Winkeln an der Rückwand des Empfängers. Keinesfalls darf sie lediglich von der mit der Rückwand verschraubten IS-Kühlfahne gehalten werden, der Schaltkreis ist mechanisch spannungsfrei zu montieren! Der Auskoppelpunkt für die NF aus dem Empfänger ist recht einfach zu finden. Dazu verfolgt man die Leitungsführung von den Schleifern (Mittelanschlüsse) des Lautstärkepotentiometers zur ehemaligen Endstufe, sie endet in aller Regel an Einkoppel-

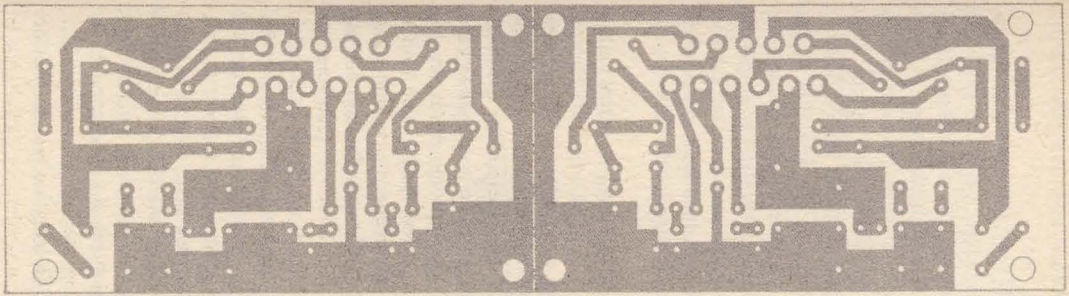


Bild 3 Leitungsführung der Leiterplatte des Endverstärkers. Für Stereobetrieb mit nur einer IS (s. Text) ist die Leiterplatte an der Trennlinie abzuschneiden

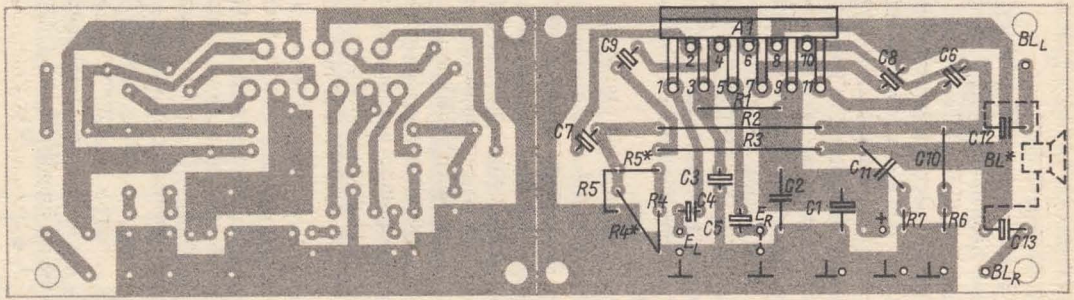


Bild 4 Bestückungsplan der Endverstärkerplatine (die mit (*) bezeichneten Bauelemente entsprechen der Bestückungsvariante für Mono-Brückenbetrieb)

kondensatoren von 0,47 bis 4,7 µF. Diese entfernt man und führt die Leitung an die neue Endstufe.

Die Baugruppe ist aber auch sehr gut als »Nachbrenner« für eine zu schwache Autoradio-Endstufe einsetzbar. In jedem Fall sollte dazu eine Eingangs- und Symmetrierstufe, wie z. B. aus [2], die der Vollständigkeit (Bild 7) halber noch einmal wiedergegeben ist, vorgeschaltet werden. Damit schafft man zum einen definierte Masseverhältnisse und zum anderen die Möglichkeit, sogenannte »schwimmende« Endstufen, also solche ohne Massebezug, anschließen zu können. Der Nachverstärker ist zur besseren Kühlung direkt an der Kfz-Karosserie anzubringen, der Anschluß an den Autoempfänger geschieht über seine Lautsprecherbuchsen. Der Lautstärkesteller (22 kΩ) sollte als einmalig einzustellender Pegelsteller ausgeführt werden. Die eigentliche Lautstärkeregelung nimmt man dann am Empfänger vor. Mit dem Pegelregler des Nachverstärkers stellt man einmalig die verzerrungsfreie Wiedergabe bei voll aufgedrehtem Lautstärkeregler des Autoempfängers ein.

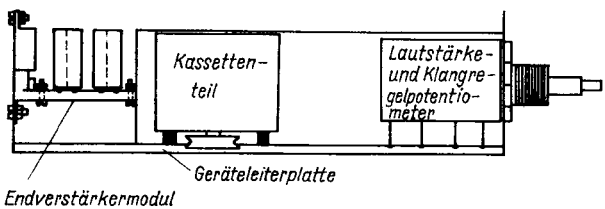


Bild 5 Einbau der Baugruppe in Autoempfänger

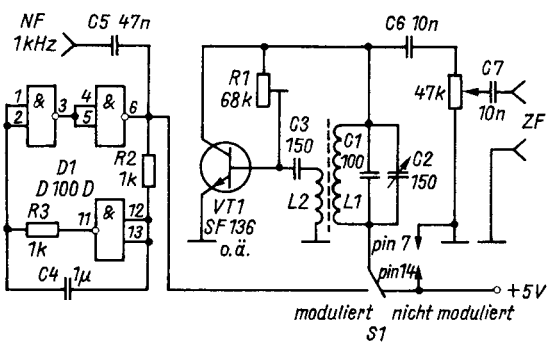


Bild 6 Anschluß des Nachverstärkers im Fahrzeug

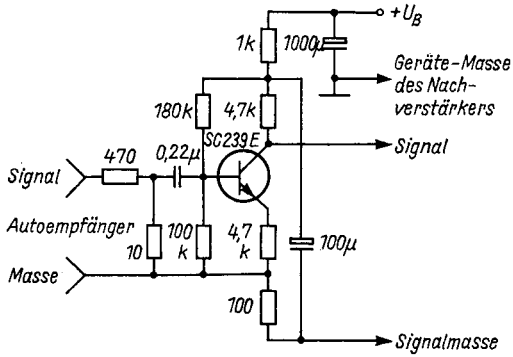


Bild 7 Die Symmetrier- und Anpaßstufe aus [2] vermeidet Erdschleifen und ermöglicht die Anpassung an unterschiedliche Empfängertypen

Der Nachverstärker ist, besonders bei Einsatz mit der Anpaßstufe, auch unmittelbar in der Nähe der Lautsprecherbuchsen, etwa im Kofferraum, unterbringbar, das vermeidet Verluste. Weiterhin ist der Einsatz eines *LC*-Glieds zur Vermeidung des Eindringens von Störungen (Bild 8) aus dem Bordnetz notwendig. Die Drossel läßt sich aus einem mit 0,5-mm²-Cu-Draht vollgewickelten *M20*- oder *M30*-Kern einfach herstellen. Beide Varianten der Baugruppe sind auch in Radiorecordern u. ä., hier mit dem *A 2000 Vm* bestückt, einsetzbar. Man muß sich eine Kühlfläche für die IS entsprechend den Platzverhältnissen im jeweiligen Gerät herstellen. Diese sollte nicht zu knapp bemessen werden, um Wärmeschäden auf jeden Fall zu vermeiden.

Um dem Walkman »Beine zu machen«, baut man die kleine Baugruppe, mit einem Kühlkörper kombiniert, in eine kleine Lautsprecherbox ein, die Stromversorgung geschieht z. B. durch ein Steckernetzteil oder aber durch auch in der Box unterzubringende Batterien. Das Signal führt man über das abgeschnittene Kabel eines alten Kopfhörers zu, oder man montiert ein komplettes Kabel mit Klinkenstecker für diesen Zweck. Die 2. Box wird nun lediglich durch ihr Lautsprecherkabel mit der 1. verbunden, und fertig ist der »Nachbrenner« für den Walkman!

Ziel dieses Beitrags war die Darstellung der universellen Einsatzmöglichkeiten eines miniaturisierten NF-Endverstärkers zur Nachrüstung vorhan-

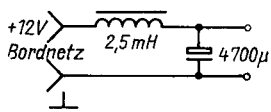


Bild 8
LC-Entstörglied für den Anschluß an das Kfz-Bordnetz

dener Geräte bzw. zu ihrer Leistungssteigerung. Ein großer Teil der Aufgabenstellung im Heim- und Freizeitbereich ist auf diese Weise lösbar. Mustergeräte des Moduls bewähren sich seit langem in unterschiedlichen Autoempfängern und als Walkman-Nachbrenner.

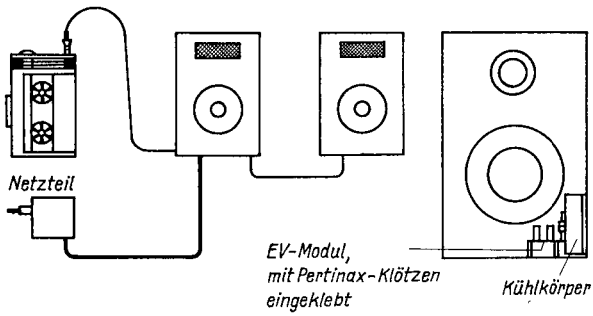


Bild 9 Einsatz des Endverstärkers als Walkman-Nachverstärker

Literatur

[1] H. Jahn, Doppel-NF-Verstärker A 2000 V/A 2005 V. radio-fernsehen-elektronik 35 (1986), Heft 3, Seite 158ff.
[2] D. Schiller, Praktische NF-Verstärkertechnik. Berlin, 1988, Seite 97.

25 Lichtmengenschalter für den Fotoamateur

Aldo Thiel

Der vielseitig einsetzbare Schaltkreis *B 555 D* läßt sich vorteilhaft für den Aufbau eines einfachen, aber zuverlässigen Lichtmengenschalters verwenden, der am Vergrößerungsgerät bei Fotoarbeiten eingesetzt wird.

Der Schaltkreis A1 arbeitet dabei in der monostabilen Grundschaltung (Bild). Über einen Fotowiderstand *R*1, der indirekt auf das Licht des Vergrößerungsapparats reagiert, lädt sich der Kondensator *C*1 auf. Das wird durch eine Leuchtdiode VD2 am Ausgang des Schaltkreises (pin 3) angezeigt. Wird die obere Schwellspannung erreicht, so bricht die Aufladung ab, und die LED erlischt. Da die Schwellspannung über den Schaltkreiseingang (pin 5) in weitem Bereich einstellbar ist, eicht man mit P1 auf die unterschiedlichen Empfindlichkeiten (Härtegrade) des Fotopapiers. Der Vorgang wird mit der Taste »Ta 1« gestartet. Diese Taste sollte nur kurz betätigt werden. Mit der Taste »Ta 2« kann der Vorgang jederzeit abgebrochen werden.

Der Kondensator *C*1, dessen Wert je nach Aufbau etwas variieren kann, sollte ein verlustarmer Typ sein. Es können MKT-, MKC- oder MKL-Typen verwendet werden. Die MKT-Typen waren sehr preiswert zu erhalten. Als Fotowiderstand *R*1 kommen die CdS-Typen *WK 65037, WK 65038* bzw. auch *RPP 130/131* in Frage. Der Autor setzte einen Bastel-FW mit der Bezeichnung *H & P M223* ein. Durch einen Umschalter in Verbindung mit einem Potentiometer (1 MΩ) oder einen Stufenschalter und weitere Kondensatoren bzw. Elektrolytkondensatoren kann das Gerät auch als Zeitschalter arbeiten. Die Betriebsspannung kann aus einem Klingeltransformator 0,5 A (KT) mit nachfolgender Gleichrichtung *(B 25 C 200)* und Glättung (Elektrolytkondensator 1000 µF) gewonnen werden. Durch die hohe Leerlaufspannung des KT ist das möglich. Das Sicherste ist in diesem Fall jedoch der Batteriebetrieb, wobei 9 V nach Möglichkeit nicht unterschritten werden sollten.

Die erweiterte Schaltung wurde in eine flache Plastdose

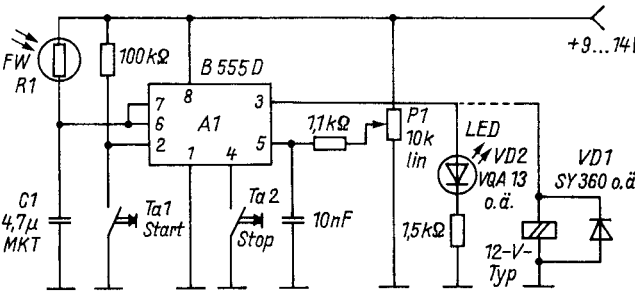


Bild 1 Stromlaufplan des beschriebenen Lichtmengenschalters für die Fotopraxis

(190 mm × 190 mm × 60 mm) eingebaut. Die Bedienungselemente kann jeder nach seinen Bedürfnissen und Vorstellungen anordnen. Der Fotowiderstand $R1$ befindet sich in einer Filzstiftkappe, die mit einer Schelle an einem 5 cm langen Metallwinkel aus dem Stabilbaukasten geschraubt ist. Der Winkel wurde mit *Cenusil* auf einen Dauermagneten geklebt. So wird der Fotowiderstand sicher auf der Metallmaske der Belichtungskassette befestigt, wobei aber auch ein Ausrichten auf bildwichtige Partien möglich ist. Für die Verbindungsleitung zum Gerät wurde dünne Litze gewählt.

Die für den Anfänger einfachste, weil sicherste Handhabung ist die 2händige Bedienung. Mit der einen Hand wird der »Belichtungsautomat« gestartet und mit der anderen gleichzeitig das Vergrößerungsgerät eingeschaltet. Beim Verlöschen der Leuchtdiode wird das Vergrößerungsgerät mit der Hand ausgeschaltet. Bei dem Belichtungsvorgang sollte die Dunkelkammerlampe ausgeschaltet sein, da diese bei starken Vergrößerungen bzw. geschlossener Blende den FW beeinflussen würde.

Der erfahrene Amateur kann mit einem 12-V-Relais (angedeutet) oder einem anderen Leistungsschalter direkt das Vergrößerungsgerät und die Dunkelkammerlampe im Wechsel steuern. Dabei sollte ein Dauerlichtschalter für die Einstellarbeiten nicht vergessen werden. Der Stellbereich des Potentiometers wird willkürlich geteilt und beschriftet. Mit einem normalen Negativ wird eine Probebelichtung gemacht. Die ermittelte Belichtungszeit wird nun am Automaten eingestellt, indem man das Potentiometer schrittweise verstellt. Bei Verwendung nur eines Entwicklers in konstanter Verdünnung und Temperatur kann die Stellung des Potentiometers auf der Packung des Fotopapiers notiert werden. Sonst ist vor jeder Entwicklungsserie ein Probeabzug anzufertigen.

Die Vorteile dieses Geräts liegen auf der Hand. Auch ein Anfänger wird selbständig eine Leiterplatte entwerfen können. Die Schaltung ist nachbausicher, und Schirmungsmaßnahmen sind nicht nötig. Gegenüber anderen

Schaltungen sind die einfache Stromversorgung und der große Einstellbereich hervorzuheben. Mit diesem Gerät lassen sich funktionsbedingt etwa 90% aller Negative schnell und effektiv vergrößern. Nur bei kleinen bildwichtigen Objekten vor konträrem Hintergrund ist mit dieser integralen Methode Vorsicht geboten.

Das Gerät arbeitet seit langem zuverlässig und erfüllt alle Anforderungen des Fotolabors.

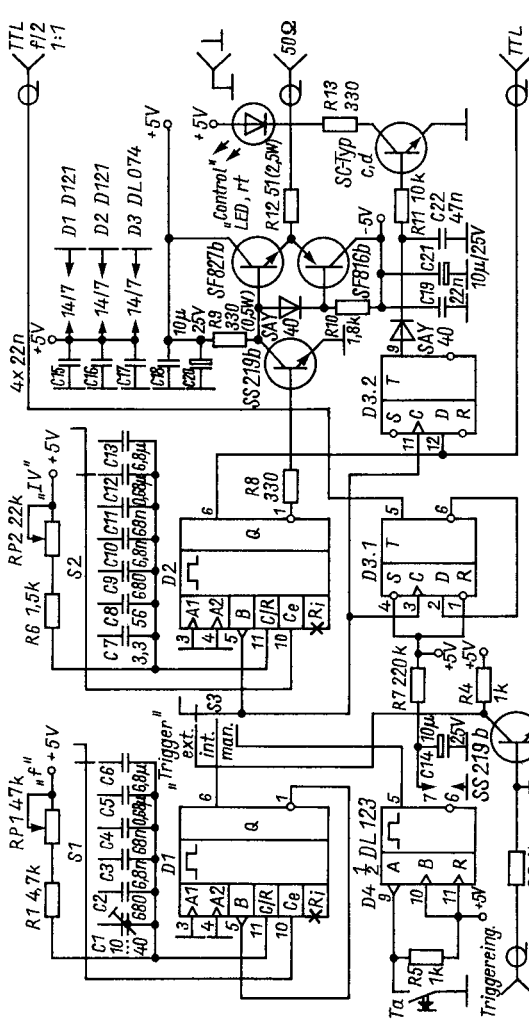
26 Vielseitiger Impulsgenerator

Ing. Frank Sichla – Y51UO

Ein Impulsgenerator ist auch für das Amateurlabor unentbehrlich geworden. Der Beitrag beschreibt eine einfache Schaltung, die jedoch praktisch keine Wünsche offen läßt. In Bild 1 ist der Grundaufbau zur Impulserzeugung in allen Einzelheiten dargestellt. Die Frequenz erzeugt das Monoflop D1, das durch die Verbindung des Q-Ausgangs mit dem Eingang B zum Generator wird und am Ausgang Q etwa 80 ns breite L-Impulse liefert. Mit dem Stufenschalter S1 wird die Dekade gewählt, in der mit PR1 die Frequenz eingestellt werden soll. Die höchste Frequenz beträgt 10 MHz, wobei der Trimmer *C*1 wirksam ist. Er wurde vorgesehen, da in diesem Bereich parasitäre Kapazitäten bereits eine Rolle spielen und man unabhängig von deren Größe die maximale Frequenz exakt festlegen kann. Die niedrigste in diesem Fall erzeugbare Frequenz ist 10 Hz (*C*6 wirksam). Neben dieser internen Triggerung ist noch externe oder manuelle Triggerung möglich (S3).

Das externe Triggersignal wird von einer Transistorstufe verarbeitet. Daher ist man nicht an standardisierte Logikpegel gebunden, sondern kann Pegel zwischen 1 und 10 V sicher benutzen. Um einen manuell erzeugten Triggerimpuls zu erhalten, wird das Monoflop D4 herangezogen. Es entprellt den Taster mit selbständiger Rückkehr Ta, da es eine Haltezeit von 1 s aufweist. Normalerweise wird zum Entprellen eine RS-Flipflop benutzt. Das würde aber einen zusätzlichen IS und einen Umschaltkontakt verlangen.

Das Standard-TTL-Monoflop D2 wird mit steigender Flanke an seinem *Schmitt*-Trigger-Eingang getriggert. Es liefert eine minimale Impulsbreite von 80 ns und liegt diesbezüglich wesentlich besser als ein *DL 123 D*, für den der Hersteller 200 ns garantiert. Somit kann bei 10 MHz ein Impuls/Pausen-Verhältnis von etwa 1 bis unendlich eingestellt werden. Mit S2 werden die Dekaden gewählt. Dieser Stufenschalter weist eine Schalterstellung mehr auf als S1, da man ja sowohl bei der höchsten als auch bei der gering-



sten Frequenz noch variieren möchte. Auch in diesem Fall haben bei kleinen Impulsbreiten uneingeschränkt parasitäre Kapazitäten Einfluß, so daß $C7$ unverhältnismäßig klein gewählt wurde.

Der Ausgang Q liefert das 1. extern verfügbare Ausgangssignal. Einen 2. Ausgang bildet die Transistorstufe, die am Ausgang $\bar{Q}$ angekoppelt ist. Diese Stufe wird von einer von außen anzulegenden Spannung U_S aktiviert

und liefert ein Ausgangssignal in Höhe dieser Spannung. Der Ausgangswiderstand beträgt 50 Ω. Bei Anpassung darf U_S maximal 15 V betragen. Somit können CMOS-Systeme bequem angeschlossen werden. Man will oft ein Impuls/Pausen-Verhältnis von 1 schnell eingestellt haben und möchte, daß sich dieses auch bei Frequenzvariation nicht ändert. Um dieser Anforderung zu entsprechen, geschieht mit D3.1 eine Frequenzteilung und die Sicherung des gewünschten Tastverhältnisses bei jeder Frequenz. Die Teilung durch 2 muß in Kauf genommen werden, da eine Frequenzverdopplung von D-Flip-Flop bis 10 MHz Eingangsfrequenz mit den herkömmlichen Bauelementen nicht zu schaffen ist. Der Ausgang Q dieses Flip-Flops bildet den dritten Ausgang des Impulsgenerators.

Bei der praktischen Handhabung kann es leicht geschehen, daß die bei D2 eingestellte Haltezeit größer ist als die bei D1.1. Dann wird eine Frequenz ausgegeben, die geringer ist als erwartet. Um diesen unerwünschten Zustand zu signalisieren, wurde D3.2 vorgesehen. Das D-Flip-Flop übernimmt mit steigender Flanke am Takteingang den logischen Pegel, der am D-Eingang herrscht. Bei ordnungsgemäßer Einstellung wird stets ein L-Signal übernommen. Die LED bleibt daher dunkel. Bei Fehleinstellung wird auch ein H-Signal übernommen, so daß am Q-Ausgang zeitweise H-Pegel herrscht. Bei mittleren und hohen Frequenzen leuchtet dann die LED ständig, bei niedrigen Frequenzen blinkt sie. Dieses Extra, das leider auch bei

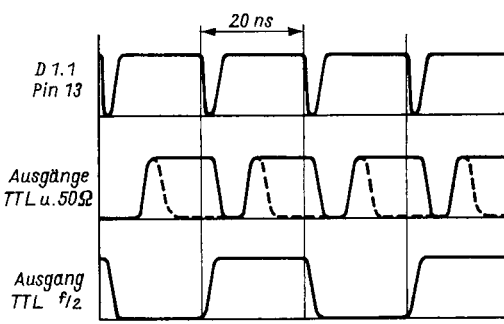


Bild 2
Verlauf von Triggersignal und Ausgangssignalen

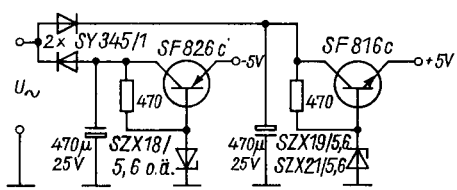


Bild 3
Diese Stabilisierungsschaltung genügt zur Netzstromversorgung des Generators

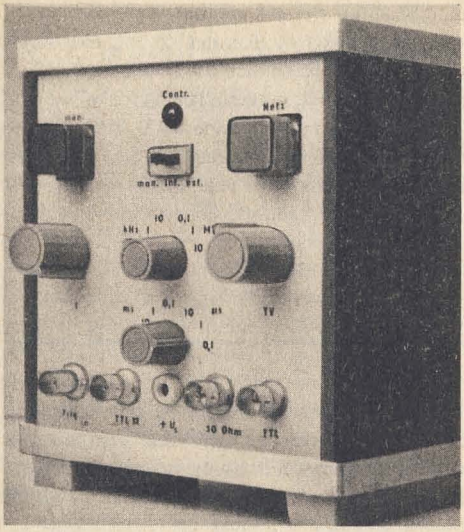


Bild 4
Ansicht des fertiggestellten Mustergeräts

industriellen Geräten selten anzutreffen ist, erleichtert den praktischen Umgang wesentlich.

Bild 2 zeigt zur Übersicht den Verlauf des Triggersignals und der Ausgangssignale, wobei das Bild eines 12-MHz-Oszilloskops bei einer Signalfrequenz von 5 MHz nachgezeichnet wurde. Zur Stromversorgung kann die Schaltung nach Bild 3 empfohlen werden, die auch beim Mustergerät eingesetzt wurde. Dabei wurde ein Klingeltransformator älteren Typs (5 V) verwendet. Den Aufbau des Impulsgenerators sollte man vorteilhaft auf einer doppelseitig kaschierten Leiterplatte, auf der auch die Stufenschalter und die Potentiometer (je Ausführungen für Leiterplattenmontage; Stufenschalter mit 12 Stellungen, S1 – 2 Pakete, S2 – 3 Pakete) montiert werden, vornehmen. Das sichert eine stabile Arbeitsweise (minimales Jittern) bei Vermeidung unnötiger parasitärer Kapazitäten und minimale Störstrahlung des Geräts. Die Oberseite (Bestückungsseite) behält ihre Cu-Schicht, die als Masse verwendet wird.

Aber auch ein Aufbau auf Universalleiterplatte ist möglich. Beim Mustergerät, das Bild 4 zeigt, wurde so verfahren. Wichtig ist es, eventuell erforderliche Zuleitungen zu den Potentiometern – diese sollten logarithmischen Gang aufweisen – und Stufenschaltern kurz zu halten und nicht zu verdrillen.

27 Der Ansteuerschaltkreis *B 4002 D* für Leistungstransistoren

Ing. Dietrich Müller

Leistungstransistoren, die im Schalterbetrieb arbeiten (z. B. im Schaltnetzteil), erfordern für einen sicheren Betrieb während der Umschaltzeiten vom »Ein«- in den »Aus«-Zustand und umgekehrt Basisansteuerströme von jeweils bestimmter Größe, Richtung und Verlauf. In der Literatur [1] bis [3] sind eine Vielzahl von z. T. umfangreichen Varianten von Schaltungen angegeben, mit denen eine optimale Basisansteuerung des Leistungstransistors mehr oder weniger gut erreicht wird. Der Schaltkreis *B 4002 D* enthält integrierte Funktionsblöcke, mit denen diese Bedingungen, in weiten Grenzen einstellbar, realisiert werden können.

Bild 1 zeigt eine Anwenderschaltung des *B 4002 D* mit teilweise dargestellter Innenschaltung und einigen möglichen Dimensionierungsvarianten. Der Kollektorkreis wurde vereinfacht dargestellt. Im konkreten Anwendungsfall steht an Stelle von R_L ein Transformator oder Motoranker usw. mit den zugehörigen Schutzbeschaltungen [2], [3].

Die Basisansteuerung

Wie in [1], [2], [3] und [6] beschrieben, ist die Basisansteuerung besonders von Hochvoltleistungstransistoren, wie sie z. B. in Schaltnetzteilen eingesetzt sind, für den Transistor von lebenswichtiger Bedeutung. Beim Einschaltvorgang wäre ein schnelles Aufsteuern des Transistors bis in den Zustand der Quasi-Sättigung optimal. Dabei liegt die Spannung am Kollektor im durchgesteuerten Zustand nur wenig über der Sättigungsspannung U_{CEsat} des Transistors. Dieser Zustand läßt sich sicher nur durch eine Regelschaltung erreichen. In herkömmlichen Schaltungen dagegen wird meist ein viel zu großer Basisstrom eingespeist, der das Ausschaltverhalten ungünstig beeinflußt.

Die Kollektorspannung U_{CE} des Leistungstransistors VT1 wird über die Diode VD und pin 13 einer Regelschaltung im *B 4002 D* zugeführt. Bleibt U_{CE} im durchgesteuerten Zustand von VT1 unzulässig hoch, wird die Breite des Ausgangsimpulses über einen Komparator und die Steuerlogik des *B 4002 D* auf ihren Minimalwert t_{onmin} verringert. Die maximal zulässige Höhe von U_{CE} wird mit R_S (pin 11) eingestellt, z. B. mit $R_S = 0{,}3 \times R_T$ auf etwa 3 V. Bleibt pin 11 unbeschaltet, liegt diese bei etwa 5,6 V [3]. Es ist zu ersehen, daß die Größe von R_S von R_T abhängt. Da weitere Betriebsgrößen des *B 4002 D* von R_T, mit dem die minimale Impulsbreite t_{onmin} eingestellt wird, beeinflußt werden, ist R_T zuerst festzulegen. Ist der Leistungstransistor mit einem SOAR-Glied beschaltet [2], [3], muß die Zeit t_{onmin} mindestens 4mal so groß sein wie die Zeitkonstante $\tau = C \times R$ des SOAR-Glieds. Mit $R_T = 10$ kΩ ergibt sich für t_{onmin} etwa 1 µs, mit 100 kΩ etwa 6 µs und mit $R_T = 200$ kΩ etwa 12 µs. Bei kleinen Betriebsspannungen unterhalb von 50 V wird bei Einsatz des *B 4002 D* kein SOAR-Glied benötigt. Im Interesse eines wirksamen Schutzes von VT1 im Kurzschlußfall sollte R_T möglichst klein gewählt werden. Nach der Festlegung von R_T kann man R_S bestimmen.

Der über pin 16 gelieferte positive Basisstrom $+I_B$ darf eine Größe von 0,7 A nicht übersteigen. Mit $R15$ kann dieser auf die erforderliche Größe begrenzt werden. Überschlägig kann man $R15$ berechnen nach:

$$R_{15} \approx \frac{U_{CC1} - 4\ \text{V}}{I_B},$$

wobei für I_B der tatsächlich erforderliche Basisstrom eingesetzt werden muß. Zum sicheren Ausschalten des Transistors wird ein negativer Basis-(Ausräum-) Strom $-I_B$ benötigt. Mit herkömmlichen Schaltungen [1], [2], [3] lassen sich optimales Ein- und Ausschaltverhalten nicht erreichen. Das ist nur mit getrennt gesteuerten Quellen für den positiven und den negativen Basisstrom von VT1 möglich. Die Basis von VT1 erhält über eine Induktivität L von nur wenigen Mikrohenry, die eine Verlangsamung des negativen Basisstromanstiegs bewirkt, vom Ausgang pin 1 des *B 4002 D* den negativen »Ausräumstrom«. Die Schaltungsteile des *B 4002 D*, die die Basisansteuersignale für den Leistungstransistor liefern (einschließlich der Entsättigungskontrolle), sind der wichtigste Teil des Schaltkreises, wogegen die übrigen Funktionsgruppen fast von untergeordneter Bedeutung sind.

Die übrigen Funktionsgruppen

Die positive Betriebsspannung U_{CC1} (+7 bis +14 V) wird über pin 14 zugeführt und die negative Betriebsspannung U_{CC2} (−1 bis −9 V) über pin 2.

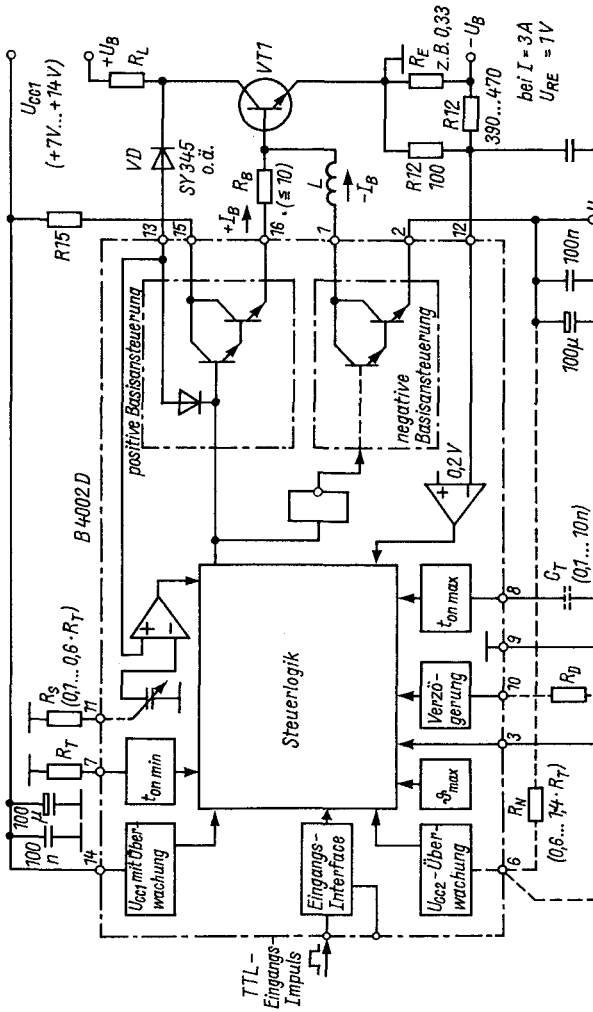


Bild 1 Anwenderschaltung des Ansteuerschaltkreises B 4002 D mit vereinfacht dargestellter Innenschaltung. Der Eingang pin 5 ist programmiert für die Ansteuerung mit TTL-Impulsen. Die Strombegrenzung R_E (pin 12) ist ausgelegt für einen Maximalstrom von etwa 3 A; gestrichelt dargestellt sind im Text näher beschriebene Beschaltungsmöglichkeiten

Beide werden mit Entkoppelkondensatoren 0,1 µF und ≦100 µF (Elektrolytkondensator) gegen Masse beschaltet. Ein möglicher Ausfall von $+U_{CC1}$ wird ständig überwacht. Verbindet man pin 6 durch einen Widerstand R_N mit pin 2, wird auch $-U_{CC2}$ überwacht. Für die Größe von R_N gelten folgende Richtgrößen: $R_N \approx 1{,}2\ R_T$ für $U_{CC2} = -7$ V, $R_N \approx R_T$ für $U_{CC2} = -5$ V

und $R_N \approx 0{,}8\ R_T$ für $U_{CC2} = -3$ V. Verbindet man pin 6 mit Masse, wird U_{CC2} nicht überwacht.

Über den Eingang pin 2 (INHIBIT) kann der Ausgangsimpuls (pin 16) durch einen Steuerimpuls von TTL-H-Format (= 2,4 V) bis zum Eintreffen des nächsten Schaltimpulses gesperrt werden. Für die meisten Anwendungsfälle ist das nicht erforderlich, ebenso wie die Festlegung einer maximalen Einschaltzeit t_{onmax}, die durch einen Kondensator C_T an pin 8 eingestellt werden kann. Bei Nichtbenutzung dieser Funktionen sind pin 3 und pin 8 mit Masse zu verbinden.

Ebenso selten wird die durch einen Widerstand R_D an pin 11 einstellbare Verzögerung t_D des Ausgangsimpulses benötigt. Sie errechnet sich überschlägig aus: $t_D \approx 20 \cdot R_D$ (µs, kΩ). Benötigt man diese Verzögerung nicht, bleibt pin 11 unbeschaltet oder wird mit $+U_{CC1}$ verbunden.

Die Eingangsschaltung

Die Eingangsschaltung des *B 4002 D* (pin 5) kann mit 2 unterschiedlichen Eingangssignalen angesteuert werden. Bleibt pin 4 unbeschaltet oder wird mit einem Widerstand von mindestens 4,7 kΩ mit $+U_{CC1}$ verbunden, kann der Eingang mit Impulsen veränderlicher Breite mit TTL-Pegel (= 2 V) angesteuert werden. Am Ausgang pin 16 erscheinen dann Impulse gleicher Breite, sofern diese nicht durch eine der internen Kontrollschaltungen auf t_{onmin} begrenzt werden. Bild 1 zeigt diese relativ unkompliziert anwendbare Schaltungsvariante.

Verbindet man pin 4 mit Masse, ist der Eingang pin 5 abwechselnd mit (schmalen) positiven und negativen Impulsen von mindestens +2 bzw. −2 V anzusteuern. Die Ausgangsimpulse an pin 16 beginnen dann jeweils zum Zeitpunkt der Vorderflanke des positiven Impulses und enden mit der Vorderflanke des negativen. Sollten die negativen Impulse ausfallen, würde Dauerstrom fließen. Um das zu verhindern, ist bei dieser Schaltungsart die maximale Einschaltdauer t_{onmax} durch einen Kondensator C_T an pin 8 zu begrenzen. Nach [3] gilt die Beziehung: $t_{onmax} \approx 2 \cdot R_T \cdot C_T$. Für $R_T = 200$ kΩ und $C_T \doteq 1$ nF ergibt sich t_{onmax} zu etwa 400 µs.

Eingang zur Kollektorstromüberwachung

Wie die meisten Kontrollfunktionen bewirkt auch der Eingang pin 12 den Schutz des Leistungstransistors VT1. Steigt die Spannung an pin 12 auf etwa −0,2 V, wird die Ausgangsimpulsbreite an pin 16 auf t_{onmin} verringert. Im Gegensatz zu vergleichbaren Eingängen (z. B. des *B 260 D*) wird im vor-

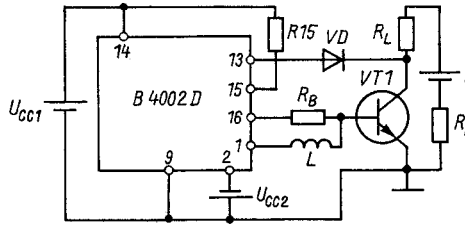


Bild 2
Vereinfacht dargestellte Schaltung der Stromversorgung und des Anschlusses des Leistungstransistors an den Ansteuerschaltkreis B 4002 D

liegenden Fall eine negative Signalspannung benötigt. Das bedeutet, daß der Emitter von VT1 direkt mit Masse verbunden werden muß. Dieser Punkt ist zugleich als zentraler Masseanschlußpunkt zu verwenden. Der Minuspol der Betriebsspannung für VT1 ($-U_B$) ist folglich über den Emitterwiderstand R_E von VT1 an Masse geführt. Die an R_E gewonnene Spannung wird dem Überlasteingang (pin 12) über einen Spannungsteiler zugeführt. In der Schaltung (Bild 1) fällt an einem Emitterwiderstand von 0,33 Ω bei einem Strom von 3 A eine Spannung von etwa 1 V ab, die durch die Widerstände $R12$ und $R12'$ auf die erforderlichen 0,2 V heruntergeteilt wird. Durch andere Teilerwiderstände lassen sich andere Ansprechgrenzen für den Kollektorstrom einstellen.

Aus der Tatsache, daß man den Minuspol $-U_B$ der Speisespannung für den Leistungsteil nicht direkt mit Masse verbinden darf, ergibt sich die Notwendigkeit, daß diese völlig getrennt von den beiden anderen Versorgungsspannungen $+U_{CC1}$ und $-U_{CC2}$ erzeugt werden muß. Bild 2 zeigt in vereinfachter Darstellung den Anschluß des Leistungstransistors und der Versorgungsspannungen an den *B 4002 D*.

Literatur

[1] Das Schaltverhalten von Transistoren. Elektronik-Arbeitsblatt Nr. 112, Elektronik 1978, Heft 8, Seite 87/88, Heft 9, Seite 113 bis 116.

[2] J. Jakob, Schaltnetzteile. Berlin 1987, Seite 21 bis 34, Seite 43 bis 53.

[4] Bauelemente-Information B 4002 D. Datenblattsammlung Elektronischer Bauelemente 2/86, Kombinat Mikroelektronik Erfurt.

[5] D. Müller, Impulssteuerung von Gleichstrom-Kleinmotoren, Schaltungssammlung für den Amateur, 6. Lieferung, Berlin 1991.

[6] K. Rischmüller, Basisansteuerung von Hochvolttransistoren. Elektronik 1977, Heft 11, Seite 55 bis 58.

28 UKW-Taschenempfänger mit dem *R 283 D*

Harald Stahl

In diesem Beitrag soll auf den nicht zu unterschätzenden Vorteil sehr preiswert angebotener Anfalltypen, sogenannter Bastelschaltkreise, eingegangen werden. Für den Anfänger, aber auch für den schon fortgeschrittenen Elektronikamateur, der sich nicht mehr mit dem Nachbau vorgestellter Schaltungen zufriedengibt, sondern schon einige Experimente durchführt, sind derartige Bauelemente, die im erheblichen Maße die Hobbykasse schonen, von großem Interesse. Das breitgefächerte Angebot ermöglicht dem interessierten Elektronikamateur ein umfangreiches Betätigungsfeld.

Der *R 283 D*, ein Anfalltyp des *A 283 D* vom VEB *Halbleiterwerk* Frank-

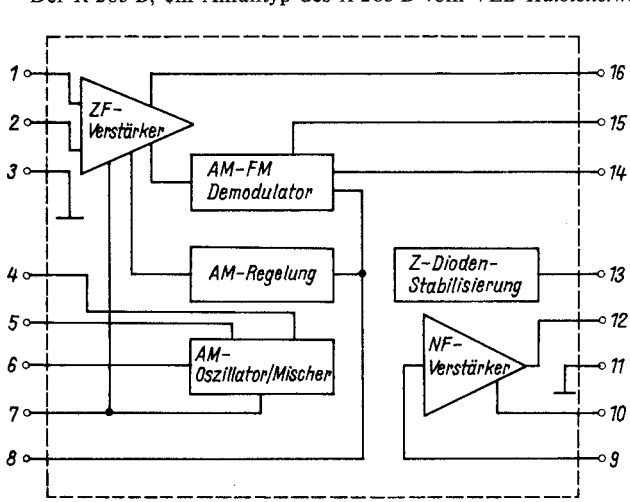


Bild 1 Übersichtsschaltplan des Schaltkreises R 283 D (Einchip-Radio)

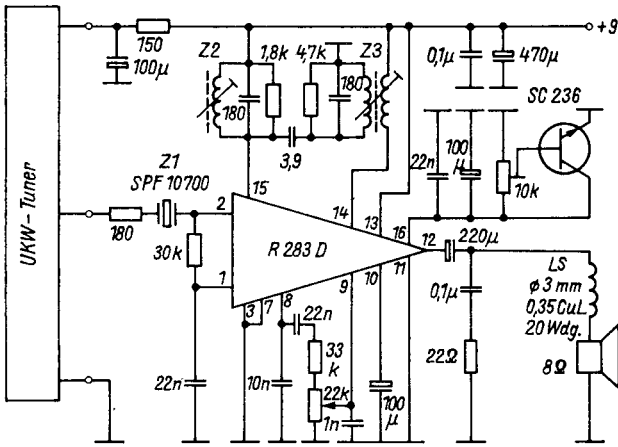


Bild 2 Stromlaufplan des einfachen UKW-Empfängers

furt (Oder), bietet als Einchip-Radio-IS ein interessantes Anwendungsspektrum. Bestechend ist die Einfachheit, mit der der Elektronikamateur in die Lage versetzt wird, mit nur wenigen äußeren Schaltelementen einen Taschenempfänger (Bild 2) für den UKW-Bereich zu konzipieren. Bild 1 gibt einen Überblick zum inneren Aufbau des Schaltkreises. An dem ZF-Verstärkereingang wird über ein 10,7-MHz-Piezofilter die ZF eingespeist. Die Demodulation geschieht über ein an pin 14/15 angeschlossenes Phasenschiebernetzwerk. An pin 8 steht die NF zur Verfügung. Sie wird in geeigneter Weise, über ein Lautstärkepotentiometer geregelt, in den internen NF-Verstärker (pin 9) eingespeist. Den Lautsprecher schließt man über eine Luftspule und den Koppelelektrolytkondensator an pin 12 an.

Der Typ des erforderlichen UKW-Tuners ist von untergeordneter Bedeutung und hängt ohnedies vom vorhandenen Sortiment in der Bastelkiste des Elektronikamateurs ab. Für das Phasenschiebernetzwerk sind 2 10,7-MHz-Filter einzusetzen, z. B. *012-019 FM*, wobei Z3 durch eine zusätzliche Wicklung von 10 Wdg. zu komplettieren ist. Natürlich ist auch der Einsatz von Miniaturfiltern der Typen *3913* und *3914* möglich. Die Stromversorgung kann aus einem NC-Akkumulator (*7DO1, Selga*-Akkumulator) vorgenommen werden.

Zur Inbetriebnahme wird der Ruhestrom, der nur wenige Milliampere beträgt, mit einem geeigneten Amperemeter überprüft. Die Spannung an pin 16 ist mit dem Einstellregler auf 2,2 V abzugleichen. Die Filter des Phasenschiebernetzwerks Z2 und Z3 sind nach Gehör abzugleichen. Wer über

die Möglichkeit verfügt, kann mit den Parallelwiderständen zu den Schwingkreisen im ausgebauten Zustand die Güte Q_0 einstellen; für Z2 $Q_0 = 72{,}6$ und für Z3 $Q_0 = 30$. Die fertige Schaltung wurde in einem *Selga*-Taschenempfängergehäuse untergebracht und arbeitet seit einiger Zeit störungsfrei.

29 Schaltungsrevue für Anfänger

Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE

AM-Ortssender-Empfang

Will man mit einem NF-Verstärker (auch *Walkman*, Signalverfolger o. ä.) den Ortssender im Mittelwellenbereich empfangen, so muß vor den NF-Verstärker ein HF-Empfängerteil vorgeschaltet werden. Das kann verhältnismäßig einfach gestaltet sein, wenn ein ausreichend starkes Sendersignal am Empfangsort zur Verfügung steht. Es genügt also eine Geradeausempfängerschaltung, wie sie als Beispiel in Bild 1 dargestellt ist. Der frequenzbestimmende HF-Schwingkreis besteht aus $C1/C2/L1$, die Spule $L2$ bewirkt die niederohmige Ankopplung an die Basiselektrode des Transistors VT1. $L1/L2$ befinden sich auf einem Ferritstab, rechteckförmig, 3 mm × 13 mm × 60 mm, $L1 = 60$ Wdg., $L2 = 10$ Wdg., HF-Litze 10 × 0,05 mm. Für den Mittelwellenbereich 525 bis 1605 kHz liegen je nach MW-Ortssenderfrequenz die Kapazitätswerte für $C1$ im Bereich 700 pF (525 kHz) und 65 pF (1605 kHz). Mit dem angegebenen Wert

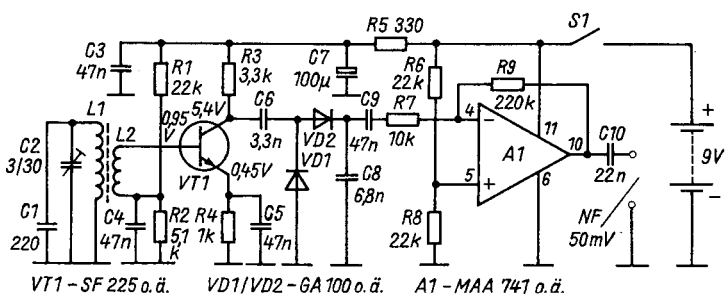


Bild 1 Stromlaufplan eines AM-Empfänger-Vorsatzes für NF-Verstärker [1]

$C1 = 220$ pF ist die Resonanzfrequenz 891 kHz (Berlin – Deutschlandsender). Der Feinabgleich wird mit dem Trimmerkondensator $C2$ vorgenommen.

Die HF-Verstärkung des Eingangssignals geschieht mit dem Transistor VT1. Der Verstärkungseffekt kann verbessert werden, wenn zwischen Kollektorelektrode und Widerstand $R3$ eine HF-Drossel 1 mH eingeschaltet wird. Über $C6$ ist die HF-Demodulatorschaltung mit den Germanium-HF-Dioden VD1/VD2 angeschlossen. Das entstehende NF-Signal wird mit dem Operationsverstärker A1 auf ein NF-Ausgangssignal von etwa 50 mV verstärkt, das man über eine abgeschirmte Leitung dem NF-Verstärker zuführt.

UKW-Tuner für Rundfunkempfang

Der Stromlaufplan in Bild 2 zeigt einen UKW-Tuner für Rundfunkempfänger, der einige Besonderheiten aufweist. Das ist einmal der Betrieb mit einer stabilisierten Betriebsspannung von 5,5 V, die die Stabilisatorschaltung VD1/VT5 bereitstellt. Dazu kommt die getrennte Oszillatorschaltung VT3, deren Signal auf die Mischstufe VT2 über $C9$ kapazitiv gekoppelt wird. Das erzeugte ZF-Signal 10,7 MHz wird über VT4 und ein keramisches Filter Z1 an pin 2 des Schaltkreises *A 283 D* geführt, der als AM-Empfangsteil, AM/FM-ZF-Verstärker, AM/FM-Demodulator und NF-Verstärker arbeitet. VT1 ist die UKW-HF-Verstärkerstufe. Die beiden HF-Stufen

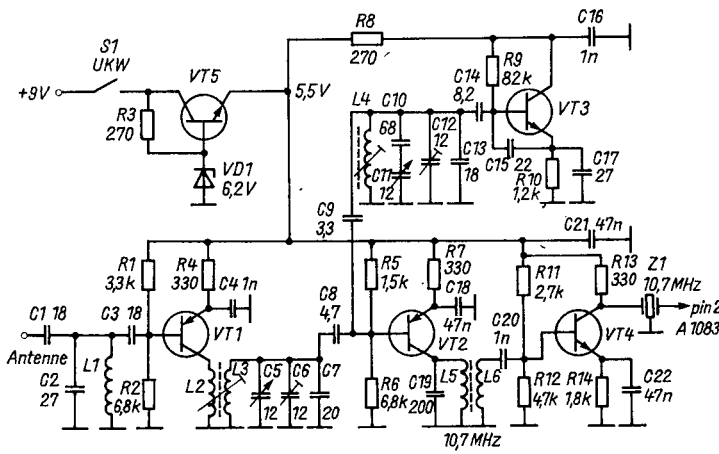


Bild 2 Stromlaufplan eines UKW-Tuners für Rundfunkempfänger [2]

VT1/VT2 sind mit pnp-Transistoren (VT1 – *BF 679*, VT2 – *BF 680*) bestückt. Äquivalenttypen sind der sowjetische Typ *KT 363B* und die polnischen Typen *BF 272, BF 414, BF 440/441* und *BF 679*. Für die anderen Transistoren eignen sich VT3 – *SF 235*, VT4 – *SF 225* und VT5 – *SF 126*, die Z-Diode entspricht VD1 – *SZX 19/6,2*.

In der bulgarischen Originalschaltung ist der UKW-Bereich entsprechend der OIRT-Norm für den Frequenzbereich 65,5 bis 73 MHz dimensioniert, dafür gelten die angegebenen Werte der Schwingkreiskapazitäten und -spulen. Die Spulenwerte sind *L1* – 6 Wdg., *L2* – 3 Wdg., *L3* – 6 Wdg., *L4* – 5 Wdg., *L5* – 12 Wdg., *L6* – 4 Wdg.; 4-mm-Spulenkörper mit HF-Abgleichkern und Abschirmkappe für *L2* bis *L6*, *L1* ist eine Luftspule, der verwendete Spulendraht besteht aus 0,5-mm-CuL, bei Koppelwicklungen 0,15 mm-CuL. Für den CCIR-UKW-Bereich 87,5 bis 108 MHz sind Schwingkreiskondensatoren mit geringerer Kapazität und Spulen mit geringerer Windungszahl einzusetzen. Für den Abgleich orientiert man sich mit einem Grid-Dip-Meter.

Antennenabstimmung für KW-Empfang

Im Kurzwellenbereich arbeiten eine Vielzahl Rundfunksender, deren HF-Signale an einem Empfangsort in unterschiedlicher Feldstärke auftreten. Die Folge davon ist es, daß der Empfang von schwachen HF-Signalen durch starke Sendersignale erheblich gestört wird. Meist reicht die Eingangsselektivität des Rundfunkempfängers nicht aus, um in der Nähe der Empfangsfrequenz liegende starke Sendersignale ausreichend zu unterdrücken. Vor allem durch Kreuzmodulation entstehen dann im Empfänger zusätzliche Störsignale, die den Empfang von schwachen Sendersignalen beeinträchtigen. Abhilfe schaffen 2 Maßnahmen:

- die Anpassung der Empfangsantenne an den Empfängereingang,
- der Einsatz zusätzlicher HF-Schwingkreise für die Empfangsfrequenz, um die HF-Eingangsselektivität zu verbessern.

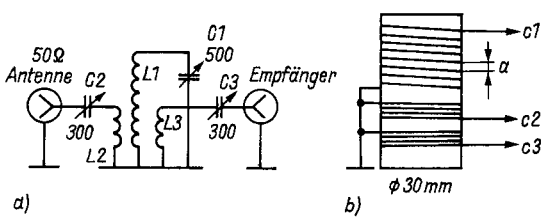


Bild 3 Preselektor für den Kurzwellenempfang [3]

Tabelle Spulenwerte zu Bild 3a

Spule	Wellenbereich m	$L1$ Wdg.	$L2$ Wdg.	$L3$ Wdg.	a mm
A	160...60	48	12	15	0
B	90...30	22	6	8	0
C	50...20	15	3	4	3
D	30...10	5	1,5	2	3

Derartige Schaltungen bezeichnet man als passiven Preselektor. Dabei kann man zur Selektivitätsverbesserung 1 bis 4 Schwingkreise vorsehen, wobei eine Schwingkreisabstimmung mit einem entsprechenden Drehkondensator (1- bis 4fach) vorzunehmen ist. Da schon 1 Schwingkreis eine erhebliche Selektivitätsverbesserung bringt, zeigt Bild 3a dafür ein Beispiel. Der eigentliche Schwingkreis besteht aus $L1$ und $C1$, abgestimmt wird auf die gewünschte Empfangsfrequenz. Die Ankopplung der Antenne an den Schwingkreis geschieht anpassungsmäßig mit dem L-Glied $L2$ und $C2$, während mit dem L-Glied $L3$ und $C3$ der Empfängereingang an den Schwingkreis angepaßt wird. Je loser man dabei die Ankopplung durch Herausdrehen des Drehkondensators macht, um so besser kommt die Selektivitätsverbesserung des Schwingkreises $L1/C1$ zur Wirkung.

Um den gesamten Kurzwellenbereich zu erfassen, sieht man 4 Steckspulen vor. Der Steckspulenkörper hat einen Durchmesser von 30 mm, für $L1$ (s. Tabelle) wird 1-mm-CuL und für $L2/L3$ 0,4-mm-CuL als Spulendraht verwendet. Zur Kontaktierung eignen sich 5polige NF-Stecker und NF-Buchsen, aber auch Bananenstecker/Telefonbuchsen usw. sind möglich. Auch mit einem entsprechenden Tastenschaltersatz ist eine Umschaltung der Spulen erreichbar. Die Tabelle gibt die Wickeldaten für die 4 Spulen an. In Bild 3b ist die Anordnung der Wicklungen einer Spule (v. o. n. u. – $L1$ bis $L3$) erkennbar. Der Abstand der Wicklungen beträgt jeweils nur einige Millimeter.

Anpaßgerät für Kurzwellenantennen

Eine Verbesserung des Kurzwellenempfangs wird schon erreicht, wenn man die Kurzwellenantenne (z. B. Langdrahtantenne) an den Eingang des Empfängers anpaßt. Dafür gibt es verschiedene Möglichkeiten (Pi-Filter, T-Glied, L-Glied u. a.). In Bild 4 wird ein L-Glied vorgestellt, das aus einem Drehkondensator C und einer Spule L besteht. Durch den Einsatz von 2 Schaltern S1/S2 ist es möglich, die Spule L mit 1 bis 50 Wdg. einzuschalten, so daß sehr feinfühlig abgestimmt werden kann. Mit S1 kann man in

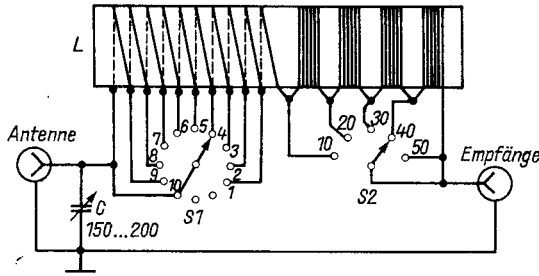


Bild 4 Antennenanpaßgerät für Kurzwellenempfänger [4]

10 Einer-Schritten, mit S2 in 4 Zehner-Schritten die Spulenwindungen umschalten.

Der Spulenkörper hat einen Durchmesser von 30 mm, als Spulendraht wird 1,0-mm-CuL verwendet. Die ersten 10 Wdg. wickelt man mit einem Windungsabstand von etwa 3 mm, während die anderen 40 Wdg. Windung an Windung aufgebracht werden. Für den Einbau wird ein geeignetes Gehäuse vorgesehen. An der Frontplatte werden der Drehkondensator *C*1 und die Drehumschalter S1/S2 befestigt. Die Antennenbuchse und die Empfängerbuchse werden an der Rückseite des Gehäuses angebracht.

ZF-Prüfgenerator für AM-Empfänger

Die Zwischenfrequenz (ZF) in einem Rundfunkempfänger wird gebildet aus der HF-Eingangsfrequenz und einer zugehörenden Oszillatorfrequenz. Diese Zwischenfrequenzkreise sind auf die ZF fest abgestimmt. In den AM-Bereichen (LW – MW – KW) ist die ZF meist 455 kHz, im FM-Bereich (UKW) weist sie 10,7 MHz auf. Hat man beim Eigenbau von Rundfunkempfängern diese ZF-Kreise abgestimmt, so ist der Abgleich von HF-Eingangsschwingkreisen und Oszillatorschwingkreisen auch ohne einen aufwendigen Prüfsender möglich, da man Rundfunksender als Abgleichhilfe verwenden kann.

Einen Stromlaufplan für einen einfachen ZF-Prüfgenerator für 455 kHz zeigt Bild 5, er besteht aus 2 Teilen. Mit 3 Gattern des TTL-Schaltkreises *D 100 D* wird ein 1000-Hz-Rechtecksignal erzeugt, das die Modulation des ZF-Oszillators bewirkt. Über *C*5 kann das NF-Signal ausgekoppelt werden für andere Prüfaufgaben. Mit VT1 ist der ZF-Oszillator bestückt, *L*1/*C*1/*C*2 sind frequenzbestimmend. Es genügt aber, wenn man mit einem abgeglichenen Rundfunkempfänger im AM-Bereich die ZF-Frequenz bei der ent-

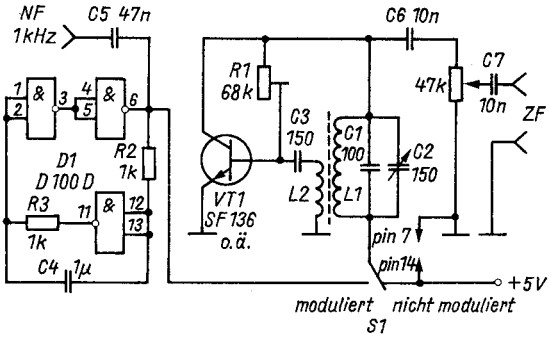


Bild 5 Stromlaufplan eines ZF-Prüfgenerators 455 kHz für AM-Superhetempfänger [5]

sprechenden Einstellung von *C*2 markiert (455 kHz). Ausgekoppelt wird die AM-ZF über *C*6, regelbar mit dem Potentiometer 47 kΩ.

Interessant ist die Umschaltung mit S1. In der Schalterstellung »nicht-moduliert« liegt die Oszillatorschaltung an der Betriebsspannung. Bei der Schalterstellung »moduliert« wird als Betriebsspannung des Oszillators die impulsförmige Ausgangsspannung des NF-Generators verwendet. Damit erhält man für den ZF-Abgleich ein mit 1000 Hz gepulstes ZF-Signal 455 kHz. Für *L*1/*L*2 wird ein 5-mm-Spulenkörper mit HF-Abgleichkern verwendet, *L*1 – 250 Wdg., *L*2 – 50 Wdg., 0,1-mm-CuL. Die Betriebsspannung von 5 V entnimmt man einem geeigneten Stromversorgungsgerät.

Nochmals Equalizer-Schaltung 1984

Im Elektronischen Jahrbuch 1984 (Seite 262, Bild 5) wurde eine Equalizer-Schaltung veröffentlicht, die einen Schaltungsfehler enthielt, daher viele unserer Leser verärgerte. In Bild 6a wird deshalb diese Schaltung nochmals aus einer anderen Veröffentlichung gezeigt. Damals fehlte der Widerstand *R*1 (11 kΩ), der ganz oben über dem Operationsverstärker A1 zu erkennen ist. Für alle 10 NF-Regelstufen ist er nur einmal an dieser Stelle erforderlich!

Der Schaltungsweg vom Eingang über A12 erlaubt die Umgehung des Equalizers. Für die Operationsverstärker A1 bis A13 kann der Typ *B 761 D* eingesetzt werden. Bild 6b zeigt die Abblockung der Stromversorgung mit 2 × 15 V. Die frequenzbestimmenden Werte für *C*1/*C*2 sind in einer Tabelle zusammengefaßt. Für Stereobetrieb ist die in Bild 6a gezeigte Schaltung doppelt auszuführen.

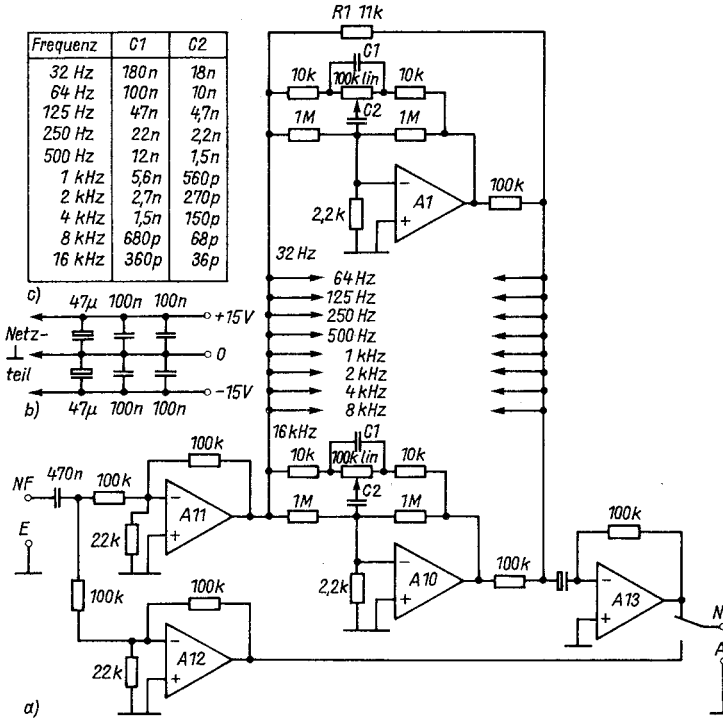


Bild 6 Stromlaufplan eines 10-Kanal-Equalizers für Monobetrieb [6]

Automatik für den Türgong

Ein Türgong hat den Nachteil, daß er nur einmal ertönt, egal, wie lange der Klingelknopf gedrückt wird. Deshalb ist es für die Signalisierung wichtig, wenn man zusätzlich die Anschaltung des Gongs automatisch mehrmals unterbricht. Dadurch ertönt er bei einem längeren Druck auf den Klingelknopf mehrmals. Im Elektronischen Jahrbuch 1989 (Seite 264, Bild 10) wurde die Anschaltung über einen Relaiskontakt vorgenommen, wobei das Relais über einen komplementären Multivibrator gesteuert wurde.

Der Stromlaufplan in Bild 7 zeigt eine vollelektronische Lösung, da die Anschaltung des Gongs W über die Transistoren VT3/VT4 erfolgt. Gesteuert werden diese Transistoren von einer Multivibratorschaltung mit den Transistoren VT1/VT2. Mit den Basisvorwiderständen $R1/R2$ sind der Ein-

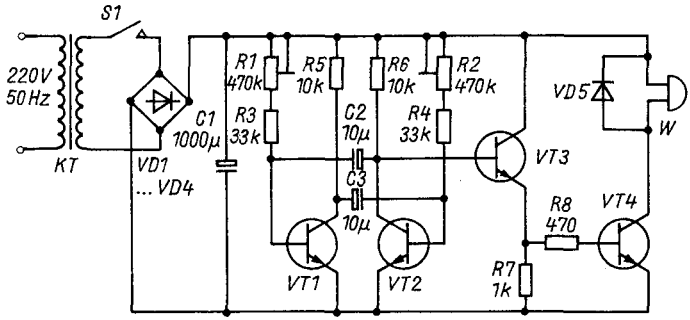


Bild 7 Stromlaufplan für einen elektronisch gesteuerten Türgong [7]

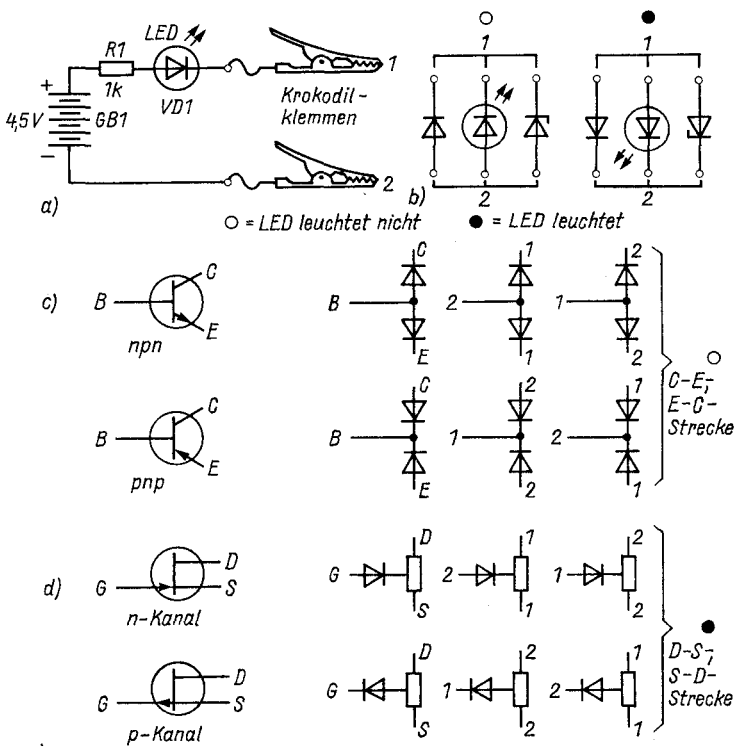


Bild 8 Halbleiterbauelementeprüfung mit einfacher LED-Schaltung [8]

und der Aus-Zustand einstellbar. Für die Siliziumgleichrichterdioden VD1 bis VD5 eignen sich der Typ *SY 360/0,5*, für die Transistoren VT1 bis VT3 die Typen *SC 236* o. ä., für VT4 die Typen *SD 335* o. ä. KT ist der Klingeltransformator.

LED-Prüfschaltung für Halbleiterbauelemente

Eine sehr einfache Prüfschaltung besteht aus der Reihenschaltung von Batterie GB1, Widerstand *R*1 und Leuchtdiode VD1 (s. Bild 8a). Schließt man die Anschlüsse 1 und 2 niederohmig ab, dann leuchtet VD1. Bei hochohmigem Abschluß bleibt VD1 dunkel. Das kann man nutzen, um den Widerstand von Halbleiter-Übergangsschichten zu bestimmen. Bild 8b zeigt die Anzeigemöglichkeiten für Gleichrichterdioden, Leuchtdioden und Z-Dioden, Bild 8c für bipolare Transistoren, Bild 8d für unipolare Transistoren (FET), siehe auch Bild 11. Bei Bild 8c/d gilt für die 3. Spalte »LED leuchtet nicht«, für die 4. Spalte »LED leuchtet«.

Da der Flußstrom und die Flußspannung von Leuchtdioden unterschiedlich sind (10 mA/20 mA – 1,5 bis 2,8 V), kann der Widerstandswert *R*1 bei zu geringem Leuchten von VD1 verringert werden (220 bis 330 Ω).

HF-Spannungsmessung mit Tastkopf

Um HF-Spannungen zu messen, gibt es mehrere Meßverfahren. Das einfachste Verfahren besteht darin, vor einem hochohmigen Gleichspannungsmesser eine Diodenschaltung anzuordnen, um die HF-Spannung gleichzurichten und die entstehende Gleichspannung anzuzeigen. Bild 9a zeigt für die Gleichrichtung eine 1-Dioden-Schaltung, wobei nur die positive Halbwelle der HF-Schwingung zur Anzeige genutzt wird. Der Kondensator *C*1 wirkt als Trennkondensator, damit Gleichspannungen an einem HF-Meßpunkt die Diodenschaltung nicht beeinflussen. *R*1 und *C*2 bilden das Siebglied für die gleichgerichtete HF-Spannung. Der Widerstandswert von *R*1 ist abhängig vom Innenwiderstand des Gleichspannungsmessers, er sollte

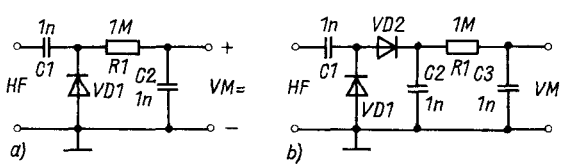


Bild 9 HF-Tastkopfschaltungen zur HF-Spannungsmessung [9]

mindestens 100 kΩ betragen. Bei hochohmigen FET-Spannungsmessern ist ein höherer Widerstandswert vorzusehen.

Die in Bild 9b vorgestellte 2-Dioden-Schaltung nutzt beide Halbwellen der HF-Schwingung zur Anzeige aus. Damit wird praktisch der Spitze-zu-Spitze-Wert U_{ss} der HF-Spannung gemessen. Aufgrund der Kennlinie der Dioden ist die genaue Messung kleiner HF-Spannungen (weniger als 0,5 V) problematisch. Daher sollte man als kleinsten Meßbereich 0,5 V wählen und dafür dann eine Eichkurve aufnehmen. In höheren Spannungsmeßbereichen kann man dann je nach Meßbereichen mit 1 oder 2 Skalen auskommen.

Das Meßgerät baut man als HF-Tastkopf auf, wobei die Diodenschaltung in einem als Abschirmung wirkenden rohrförmigen Metallgehäuse untergebracht wird. Als Dioden VD1/VD2 sind Germanium-HF-Dioden vorzusehen, wobei auf die Sperrspannung zu achten ist, die ausreichend groß sein muß.

Einfache Prüfmethoden für Halbleiterbauelemente

Wer sich mit der praktischen Realisierung von Halbleiterschaltungen beschäftigt, will natürlich wissen, ob das verwendete Halbleiterbauelement vor dem Einbau in Ordnung ist. Das spart Zeit, Aufwand und vor allem Ärger. Meist genügen einfache Anhaltswerte, um zu wissen, ob das entsprechende Bauelement funktioniert. Nur wenn man genaue Bauelemente benötigt, sind aufwendigere Meßverfahren erforderlich. Das trifft aber mehr für den Entwicklungsingenieur zu als für den Elektronikamateur.

Da man heute meist Silizium-Halbleiterbauelemente verwendet, muß man vor allem 2 Zusammenhänge kennen:

1. Die Basis-Emitter-Spannung U_{BE} (auch Schwell- oder Schleusenspannung genannt) ist bei Siliziumtransistoren etwa 0,7 V, bei Germaniumtransistoren etwa 0,3 V.
2. Basisstrom I_B und Kollektorstrom I_C sind über den Stromverstärkungsfaktor β (bzw. B) mit nachfolgender Beziehung verknüpft

$$I_B \cdot \beta = I_C.$$

Prägt man also der Basiselektrode des Transistors über einen Vorwiderstand R_b einen bestimmten Basisstrom I_B auf, so ist der entstehende Kollektorstrom I_C ein Anhaltswert für die Stromverstärkung β. Am praktischen Beispiel (Bild 10a) soll das demonstriert werden. Ist der Schalter S1 offen, so fließt nur der Kollektorreststrom, der bei Siliziumtransistoren im Bereich von nA (1 nA = 0,001 μA) liegt, so daß kein Kollektorstrom vom Meßwerk angezeigt wird. Bei einem Zeigerausschlag hat der Transistor einen Defekt

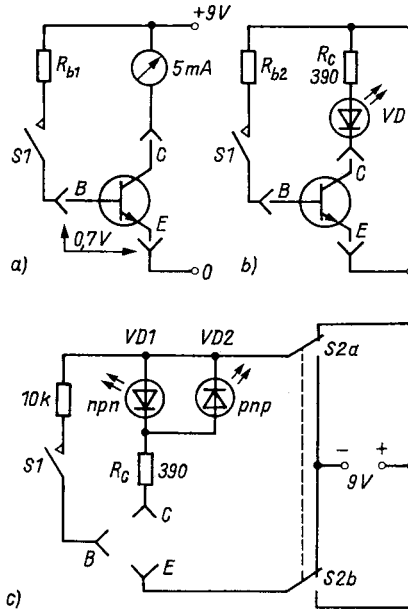


Bild 10
Prüfschaltungen zur Prüfung von bipolaren Transistoren [10]

(bei Germaniumtransistoren ist der Kollektorreststrom allerdings wesentlich größer!). Will man einen Basisstrom von $I_B = 10\ \mu A = 0{,}01$ mA einstellen, so berechnet sich der erforderliche Vorwiderstand R_b zu

$$R_{b1} = \frac{U_B - U_{BE}}{I_B} = \frac{(9 - 0{,}7)\ \text{V}}{0{,}01\ \text{mA}} = \frac{8{,}3\ \text{V}}{0{,}01\ \text{mA}} = 830\ \text{k}\Omega.$$

Wird dann nach Schließen des Schalters S1 ein Kollektorstrom $I_C = 1$ mA gemessen, dann ergibt sich die Stromverstärkung zu

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{1\ \text{mA}}{0{,}01\ \text{mA}} = 100.$$

Mit dem Stromlaufplan nach Bild 11a lassen sich also Stromverstärkungsfaktoren bis $\beta = 500$ bestimmen. Das gilt für Silizium-Kleinleistungstransistoren. Bei Leistungstransistoren liegen andere Verhältnisse vor, Basisstrom und Kollektorstrom sind wesentlich größer!

Wer kein Meßwerk (mA-Meter) zur Verfügung hat, kann als Indikator eine Leuchtdiode einsetzen, Bild 10b zeigt dafür ein Beispiel. Die Berechnung der Vorwiderstände R_{b2} und R_c ist abhängig von den Daten der Leuchtdiode (Flußstrom I_F und Flußspannung U_F). Diese Werte können im

Bereich $I_F = 10$ bis 20 mA und $U_F = 1{,}5$ bis 3 V liegen. So hat die Leuchtdiode VQA 13 die Werte $I_F = 20$ mA und $U_F = 1{,}8$ V. Will man als kleinste Stromverstärkung $\beta = 20$ feststellen, ergeben sich für die Vorwiderstände folgende Werte:

$$I_B = \frac{I_c}{20} = \frac{20\ \text{mA}}{20} = 1\ \text{mA},$$

$$R_{b2} = \frac{U_B - U_{BE}}{I_B} = \frac{(9 - 0{,}7)\ \text{V}}{1\ \text{mA}} = \frac{8{,}3\ \text{V}}{1\ \text{mA}} = 8{,}3\ \text{k}\Omega,$$

gewählt wird $R_{b2} = 10$ kΩ.

$$R_c = \frac{U_B - U_F}{I_F} = \frac{(9 - 1{,}8)\ \text{V}}{20\ \text{mA}} = \frac{7{,}2\ \text{V}}{20\ \text{mA}} = 0{,}36\ \text{k}\Omega = 360\ \Omega,$$

gewählt wird $R_c = 390\ \Omega$.

Entsprechend Bild 10c kann man ein einfaches Transistor-Prüfgerät aufbauen, mit dem sich npn- und pnp-Silizium- und Germaniumtransistoren kleiner Leistung überprüfen lassen. Die Schaltung baut man in ein kleines Gehäuse ein. Zum Anschluß der Transistorelektroden eignen sich kleine Krokodilklemmen, die über kurze Litzenkabel mit der Schaltung verbunden werden. Die beiden Leuchtdioden VD1/VD2 lassen erkennen, ob es sich um npn- oder pnp-Transistoren handelt.

Wer ein Ohmmeter (Widerstandsmeßgerät/Leitungsprüfer/Durchgangsprüfer) zur Verfügung hat, kann damit auch die Wirkungsweise von Halbleiterbauelementen feststellen. Je nach Polung haben ja Halbleiter-Übergangsschichten einen hochohmigen oder niederohmigen Widerstand. In Bild 11 wird die Vorgehensweise mit einem Ohmmeter angegeben, a – npn-Transistor, b – FET, c – Siliziumdiode, d – Thyristor. Aufgeführt sind die zwischen den Halbleiteranschlüssen zu erwartenden Widerstandswerte. We-

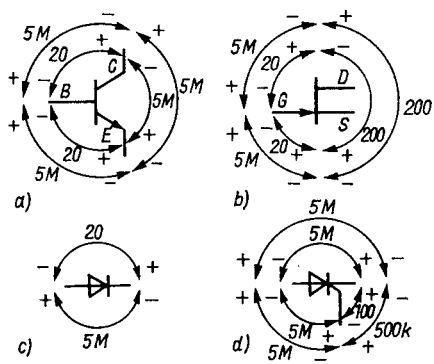


Bild 11
Halbleiterbauelementeprüfung mit einem Ohmmeter [11]

sentliche Abweichungen lassen erkennen, daß das Bauelement nicht in Ordnung ist. Mit einem Gleichspannungsmesser ist eventuell zu prüfen, wie beim Ohmmeter Plus- und Minuspol angelegt sind, da die Messung mit entsprechender Polarität erfolgen muß.

Prüfgerät für Feldeffekttransistoren

Eine einfache Methode, um das Funktionieren von Halbleiterbauelementen zu erkennen, besteht darin, das Halbleiterbauelement in einer geeigneten Schaltung einzusetzen und das einwandfreie Funktionieren durch einen Indikator anzeigen zu lassen. Bild 12 zeigt den Stromlaufplan einer Prüfschaltung für unipolare Transistoren, mit der FET, MOSFET und Dual-Gate-MOSFET in ihrer Funktionsweise kontrolliert werden können. Der entsprechende Transistor ist in Ordnung, wenn die Leuchtdiode VD1 aufleuchtet.

Der linke Teil des Stromlaufplans stellt eine Quarzoszillatorschaltung dar, die mit dem zu prüfenden Transistor arbeitet. FET und MOSFET werden entsprechend mit den Anschlüssen G1 (Gate), D (Drain) und S (Source) verbunden, während man bei Dual-Gate-MOSFET beide Anschlüsse G1/G2 benutzt. Als Quarz EQ eignet sich ein Schwingquarztyp im Bereich 1 bis 20 MHz. Über den Kondensator 4,7 pF wird die erzeugte HF-Spannung an die Indikatorschaltung ausgekoppelt, die der rechte Teil des Stromlaufplans darstellt. Mit den Dioden VD1/VD2 wird die HF-Spannung gleichgerichtet, dann gesiebt und steht als Gleichspannung am Potentiometer 4,7 kΩ zur Verfügung. Damit kann für VT1 (VT1/VT2 bilden einen Gleichstromverstärker) ein Basisstrom eingestellt werden, der durch einen

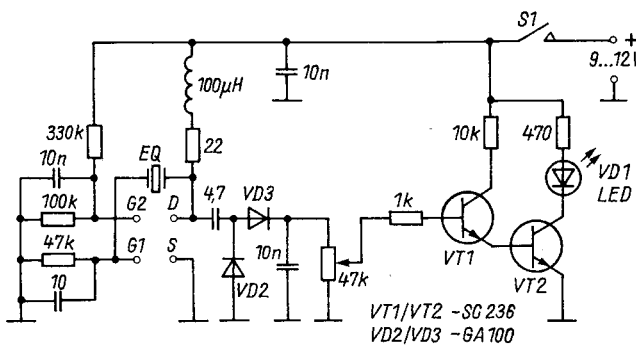


Bild 12 Stromlaufplan eines Prüfgeräts für Feldeffekttransistoren [12]

entsprechenden Kollektorstrom von VT2 die Leuchtdiode VD1 aufleuchten läßt.

Die Schaltung läßt sich erweitern zur Prüfung von bipolaren npn-Transistoren, wenn man über einen zusätzlichen Schalter einen Widerstand 220 kΩ vom Pluspol der Betriebsspannung an den Schaltungspunkt G1 schaltet. Die Anschlüsse geschehen dann so: Basis an G1, Kollektor an D, Emitter an S. Es ist auch möglich, in dieser Schaltung Schwingquarze zu prüfen (Hinweise s. im Beitrag »Schaltungsrevue ›Amateurfunk‹« in dieser Ausgabe).

Das FET-Prüfgerät baut man in einem kleinen Gehäuse auf. Als Anschlüsse für den zu prüfenden Transistor wählt man kleine Krokodilklemmen, die über kurze Litzenkabel an die Schaltung angeschlossen sind.

Direktanzeigendes Kapazitätsmeßgerät

Mit dem universellen Timer-Schaltkreis *B 555 D* lassen sich auch direktanzeigende Kapazitätsmeßgeräte aufbauen. Betreibt man den *B 555 D* in der Monoflopschaltung, so gibt es einen proportionalen Zusammenhang zwischen Frequenz und Monoflopzeit zur Kapazität des zeitbestimmenden Schaltungsteils. Ein astabiler Betrieb des *B 555 D* zur Kapazitätsmessung ist ebenfalls möglich, ein Beispiel dafür zeigt Bild 13. Dabei wird der Kondensator C_x mit einem konstanten Wechselstrom bestimmter Frequenz aufgeladen, so daß der vom Meßwerk PM angezeigte Strom der Kapazität direkt proportional ist. Die Meßfrequenz wird mit dem Schalter S1 umgeschaltet. Dabei müssen die Widerstände *R*1a bis *R*1c eine Wertegenauigkeit von wenigstens 2% haben. Die Meßbereiche für Bild 13 sind:

5–100 pF 4–1 nF 3–10 nF
2–200 nF 1–1 µF.

Mit S2 kann der Kapazitätsmeßwert halbiert werden (50 pF/500 pF/5 nF/50 nF/0,5 µF), während man mit S3 den Meßbereich 1 µF mit dem Faktor 10 auf 10 µF erweitern kann.

Das direktanzeigende Kapazitätsmeßgerät eicht man im Meßbereich 5 mit einem Kondensator 100 pF (1% Genauigkeit). Dabei wird mit RP1 das Meßwerk auf Zeigervollausschlag eingestellt. Da die Meßgenauigkeit im kleinsten Kapazitätsmeßbereich problematisch ist, sollte man gemäß Bild 13b für die Meßbereiche 4 bis 1 (zuschaltbar mit S5) den Einstellregler RP4 zum Abgleich im Bereich 4 (mit Kondensator $C_x = 1$ nF/1%) vorsehen. Nach Einstellung des Zeigervollausschlags im Bereich 4 sind dann auch die Bereiche 3 bis 1 abgeglichen. Den halbierten Kapazitätsendwert erreicht man mit dem Schalter S2 und Abgleich des Zeigervollausschlags mit RP2 und einem Kondensator $C_x = 500$ pF/1% im Meßbereich 4. Den Abgleich

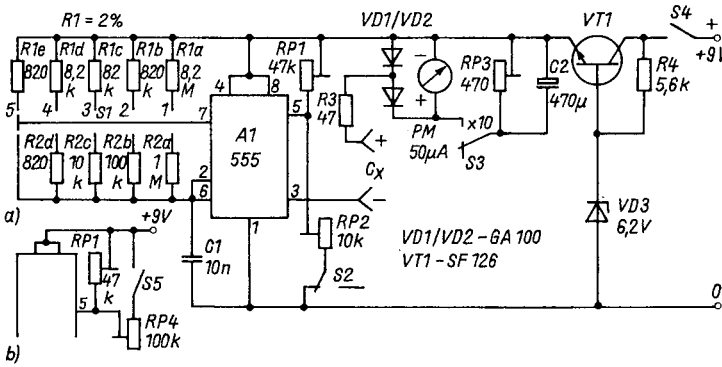


Bild 13 Stromlaufplan eines direktanzeigenden Kapazitäts-Meßgeräts mit dem Timer-Schaltkreis B 555 D [13]

für den 10fachen Kapazitätsendwert (S3 ein) nimmt man ebenfalls mit $C_x = 1$ nF/1% im Meßbereich 4 vor, wobei man mit RP3 den Zeigerausschlag auf 10% des Skalenendwerts einstellt. Sinnvoll ist allerdings dieser Meßbereich nur zur Erweiterung des Meßbereichs 1.

Bei genauem Abgleich entspricht die Kapazitätsmessung einer Genauigkeit von etwa 1% in den Bereichen 4 bis 1. Für eine gleiche Genauigkeit müßte man im Bereich 5 Eichkurven für die Kapazitätsmeßbereiche 100 und 50 pF (mit S2) ermitteln. Die Betriebsspannung für den *B 555 D* wird mit VT1/VD3 stabilisiert.

Literatur

[1] I. Kékesi, Adapter Calypso 873. Radiotechnika (Ung.), Heft 10/1989, Seite 516/517.

[2] M. Tichomir, Radioempfänger RPM 311. Radio-Fernsehen-Elektronik (Bulg.), Heft 1/1989, Seite 19 bis 23.

[3] D. W. Rollema, Reflecties door PA0SE. electron (Niederl.), Heft 3/1989, Seite 118/119.

[4] P. Hawker, Technical Topics. Radio Communication (Großbr.), Heft 5/1989, Seite 36.

[5] Pam, Prüfgenerator für die ZF im AM-Empfänger. Amaterske Radio (CSR), Heft A-12/1989, Seite 469.

[6] N. Belja, 10-Kanal-Tonkorrektor. Radio-Fernsehen-Elektronik (Bulg.), Heft 10/1989, Seite 8/9.

[7] ..., Sammlung praktischer Schaltungen. Amaterske Radio (CSR), Heft B-2/1989, Seite 49.

[8] KI, Vorbereitung der Bauteile. Radiotechnika (Ung.), Heft 7/1989, Seite 363 bis 365.
[9] F. Hessel, Wir experimentieren. Zeitschrift OZ (Dänem.), Heft 11/1989, Seite 633 bis 635.
[10] H. Flemming, Wir experimentieren. Zeitschrift OZ (Dänem.), Heft 8/1989, Seite 456 bis 458.
[11] Thieu, Transistor Tester. electron (Niederl.), Heft 5/1989, Seite 258/259.
[12] H. Flemming, Wir experimentieren. Zeitschrift OZ (Dänem.), Heft 9/1989, Seite 508/509.
[13] P. Hawker, Technical Topics. Radio Communication (Großbr.), Heft 1/1989, Seite 39/40.

30 Nicht im stillen Kämmerlein

Dipl.-Journ. Harry Radke

»Es geht wieder!« Der Ruf läßt kaum einen der knapp 20 Jungen und Mädchen in dem Raum ungerührt. Sie schauen hoch, laufen hin, freuen sich mit. Das wäre ja auch zu schade gewesen um das gutaussehende neue Stück – einen *Walkman*, erst vor ein paar Tagen in Westberlin besonders billig erstanden. Normalerweise wäre da guter Rat teuer gewesen, aber: *Jens*, der Besitzer, gehört seit einem halben Jahr der Arbeitsgemeinschaft *Junge Funker* im *Berliner Freizeit- und Erholungszentrum Wuhlheide* an, hat sich dort für die Radiobastelgruppe entschieden, vorläufig, wie er sagt. Und so war es kein Problem, das übrigens rein mechanische Versagen des Geräts mit sanfter Hilfe des Arbeitsgemeinschaftsleiters zu beheben. Ein Erfolg, der einen 11jährigen schon stolz macht.

Der Junge am Nebenplatz hat sich neben einer Schaltungsskizze einen Berg Coca-Cola-Büchsen aufgebaut. Das ist sein Grundstock für ein Diskolauflicht. Sicher ist es in dieser eigenwilligen Ausführung nicht jedermanns Sache, aber hier sind die Kinder König, und fachliche Unterstützung gibt's noch gratis dazu. Keine Frage, daß nach rund 2 Stunden alles ohne Murren wieder eingepackt wird. Ziemlich sicher aber ist, daß das Lauflichtprojekt nicht eine ganze Woche zur nächsten Zusammenkunft der Gruppe in der Plasttragetasche bleibt, sondern daß auch zu Hause weitergebastelt wird. Aber nur hier in der Arbeitsgemeinschaft lassen sich die Fragen klären, kann man auch mal ein Bauelement schnurren, sind die Kumpel, die richtig mit einem fühlen, die helfen, verstehen.

2 Tische weiter geht es schon um ein größeres Projekt: der 14jährige *André Kalina* lötet munter an seinem Digital-Voltmeter, das er am liebsten später noch erweitern möchte um eine elektronische digitale Temperaturanzeige. Seit 2 Jahren kommt *André* regelmäßig die Woche hierher, in den Ferien läßt er sich fast jeden Tag sehen. Das Bastelinteresse hat auch seine Berufsvorstellung beeinflußt. Das Abitur möchte er machen und danach Elektronik studieren.

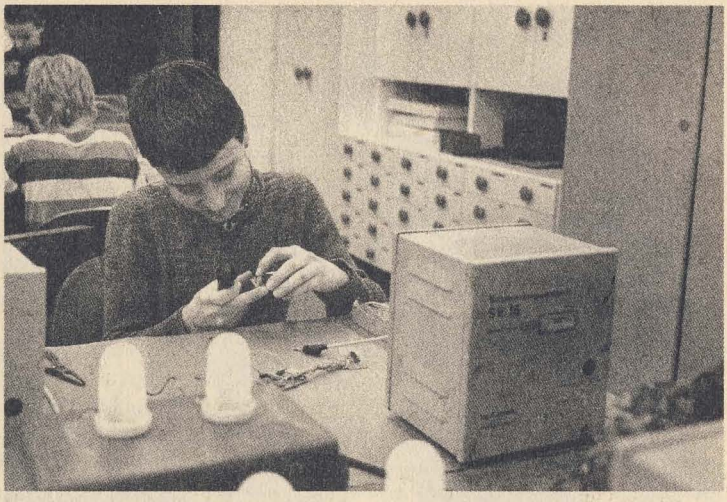


Bild 1 André Kalina baut sich ein Digital-Voltmeter, das er später um eine Temperaturanzeige erweitern will

Wer ohne eigene Vorstellungen und Vorkenntnisse zu den Radiobastlern stößt, wird behutsam in das Gebiet eingeführt: Blinkgeber, Tongenerator, Detektor heißen die ersten praktischen Schritte. Übrigens gibt es in dieser wie in den anderen Interessengruppen der Arbeitsgemeinschaft keinen Lehrgangsbeginn oder -ende – wer kommt, irgendwann, wird an die Hand genommen, ohne lange Vorrede, ohne viel Vorab-Theorie. So sind hier blutige Anfänger neben schon gewieften Jung-Praktikern am Werke, denen vielleicht das Basteln im stillen Kämmerlein mit Vaters Ratschlägen und Mutters Ermahnungen zur Ordnung zu langweilig wurde oder nicht (mehr) ausreichte.

Wenn das kein Grund ist für Betriebe, solche Arbeitsgemeinschaften materiell, finanziell und personell zu unterstützen, kann man ihnen nur Kurzsichtigkeit bescheinigen.

Den Ideen und der Phantasie der Kinder in der Gruppe sind kaum Grenzen gesetzt, zumal für Einsteigerprojekte die Bauelemente nun wirklich kein Problem sind. Die technische Ausstattung hier in dem Bastelraum läßt nichts zu wünschen übrig, auch nicht, was die elektrische Sicherheit angeht. Weitgehend selbständig, mit viel gegenseitiger Unterstützung tummeln sich die Kinder. Still ist es in diesem Raum wahrlich nicht, und der häufigste ist der Ruf nach dem unendlich geduldigen, umfassend auskunftsfähigen, immer ironisch-fröhlichen Übungsleiter.

Bild 2 Erfolg – das Gerät läuft. Radiobastelraum im Berliner Freizeit- und Erholungszentrum Wuhlheide; still ist es hier nie

Schnell zum Erfolg

Dagegen ist die Stille im Nebenraum fast wohltuend. Hier wird in kleinerer Gruppe gelernt – ohne Verkrampfung. Einige von der anderen Sparte der Arbeitsgemeinschaft *Junge Funker* haben sich hier versammelt: die der jungen Funkamateure. Manche von ihnen waren zunächst auch »nur« Bastler oder beim Funkpeilen oder bei den Computerspielen, andere sind – meist vorbelastet von zu Hause – zielstrebig hierhergekommen, um sich direkt für den Amateurfunk fit zu machen. Was nicht ausschließt, daß auch sie in den anderen Sparten schnupperten.

Die Ausbildung ist so angelegt, daß die Jugendlichen bereits nach einem Vierteljahr als SWLs am internationalen Amateurfunkgeschehen teilhaben können. Rund ein Jahr später schon sind sie so weit, daß sie sich der Prüfung für die Sendeerlaubnis stellen können.

Überall auf der Welt beginnt der Weg zum Funkamateur mit einer Lernphase. Ohne Ausbildung geht es nicht, das entspricht nicht dem Charakter dieses Funkdienstes als Experimentierfunk, der ein ziemlich hohes technisches Wissen und Können voraussetzt. In westlichen Ländern werden, nicht immer billig, Ferienlehrgänge angeboten, bei denen in sehr kon-

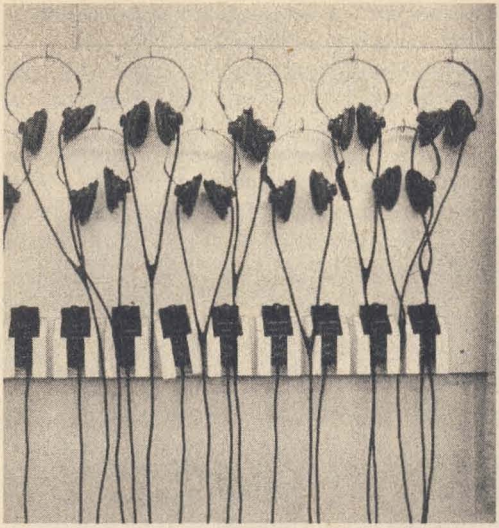
zentrierter Form in 2, 3 Wochen die Sendeerlaubnis erreicht werden kann.

Es gibt auch Fernlehrgänge sowie kombinierte Formen.

Sicher wird auch die Schule des DDR-Amateurfunkverbands in Blankenburg solche Lehrgänge ausschreiben, aber für Kinder sind die längeren Anfahrtwege und die ziemlich hohen Kosten unzumutbar. Günstiger scheint als Regelfall die Ausbildung in den Territorien. Vielerorts in den Bezirksstädten gibt es gut ausgerüstete Zentren des Radiosports, die nunmehr auch zu Zentren der Amateurfunkausbildung ohne Lehrgangsform entwickelt werden können. Denkbar sind sogar spezielle Wettkämpfe dieser Zentren untereinander, jeweils auf den Ausbildungsstand und die Interessen der Jugendlichen abgestimmt.

Das ist den Erwachsenen der Arbeitsgemeinschaft *Junge Funker* in der Berliner Wuhlheide wichtig: Die üblich gewesene quälendlangwierige Ausbildung des Amateurfunk-Nachwuchses (mit viel Fluktuation verbunden) an den zerstreuten Klubstationen nunmehr dort zu konzentrieren, wo die besten Voraussetzungen für einen Abschluß in kürzester Zeit gegeben sind: Und so versteht sich die Arbeitsgemeinschaft mit der Klubstation *Y44ZO* für den gesamten Berliner Raum als das Nachwuchsausbildungszentrum und als Anlaufpunkt für Gleichgesinnte aus Ost und West. *Gerhard Schnitt, Y27QO*, Leiter der Arbeitsgemeinschaft, sagt einen Aufschwung im Ama-

Bild 3 Gleich nebenan, in ruhigerer Atmosphäre: Amateurfunkausbildung bei Gerhard Schnitt, Y27QO



teurfunk voraus: »Räume, Ausbildungsmittel, Technik, erfahrene Ausbilder – all das haben wir, wenn auch nicht immer vom feinsten, aber das läßt sich ändern.

Da es leichter wird, eine Amateurfunk-Genehmigung zu erwerben, sie für viele erreichbar ist, da die Verantwortlichkeiten für die Genehmigungserteilung einfacher sind, da viele Beschränkungen im Amateurfunkdienst unter einem *Y2*-Rufzeichen aufgehoben sind, wird auch der Zulauf zum Amateurfunk größer werden, sicher sogar aus den Reihen derer, die mit CB-Funk anfingen. Auch Kurzwellenhörer von Rundfunkstationen könnten neue Interessenten für den Amateurfunk werden. Dem aber muß die Ausbildungsform entsprechen: konzentriert statt zersplittert.«

Interessen wachsen lassen

Das schließt nicht aus, daß erfahrene Funkamateure für den Nachwuchs in spe Vorleistungen erbringen, daß sie die Interessenten zu den Zentren schicken.

Und: Konzentriert ist bezogen auf Raum und Zeit, nicht auf den Inhalt. Daß im »Lebensbaum« der DDR-Funkamateure die unteren Zweige nicht kräftig genug sind, liegt auch mit daran, daß sich die Ausbildung von Beginn an zu sehr auf Amateurfunkthematik im engeren Sinne bezog. Doch nach Meinung der Funkamateure von *Y44ZO* – hier ist seit 1983 auch die

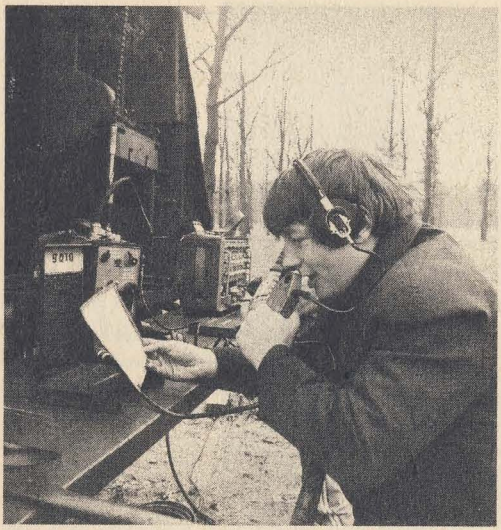


Bild 5
Sprechfunk – nicht mehr als Wettkampfdisziplin, sondern um die Begeisterung von Kindern und Jugendlichen am Funkdienst zu wecken

SWL-Rundspruchstation beheimatet – hat dieses enge »Trimmen« der Kinder und Jugendlichen weder die Ausbildungsdauer verkürzt noch die Freude am Amateurfunk gefördert. Ganz im Gegenteil, viele sind schon nach kurzer Zeit abgesprungen. Dauerhaften Erfolg verspricht also offensichtlich nur eine altersgerechte Breite, die alle Interessengebiete mit erfaßt. In der Arbeitsgemeinschaft *Junger Funker* im *Berliner Freizeit- und Erholungszentrum Wuhlheide* erleben die Neulinge Telegrafie, Basteln nach eigenen Vorstellungen, Spiele und Programmieren am Computer (wer sich darauf spezialisieren will, wechselt aber zur AG *Informatik*; bei den *Jungen Funkern* wird dann nur noch amateurfunkspezifisches Computerwissen weitergeführt, auch zur Wettkampfauswertung o. ä.), Funkpeilen, Amateurfunkverkehr an der Station oder Hilfe beim SWL-Rundspruch, Knobelaufgaben, KW-Rundfunkfernempfang ... Die Mädchen und Jungen entscheiden nach ihrer »Schnupperzeit« in allen Sparten selbst, was sie wielange machen möchten, ob und wann sie in eine systematische Amateurfunkausbildung einsteigen oder ob sie nur auf Teilgebieten ihrem Hobby nachgehen und somit die Funkamateure unterstützen. »Bis sie 18 Jahre alt sind, haben die Kinder und Jugendlichen bei uns ihre Heimat, und wer dann immer noch anhänglich ist, der kann ebenfalls bleiben, aber er muß schon etwas geben an die Neuen«, sagt *Gerhard Schnitt.* So können Erwachsene hier als Übungsleiter, Ausrichter von Wettkämpfen und Veranstaltungen, als »Werber« neuer Interessenten wirken, können sich an der Klubstation *Y44ZO* oder an der Rundspruchstation *Y62Z* einbringen, können Telegrafie-

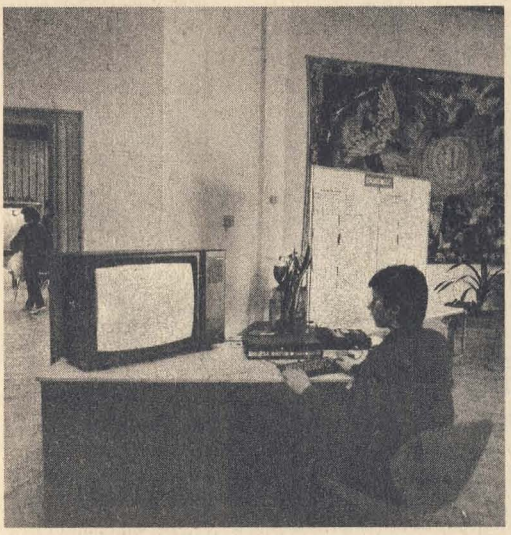


Bild 6
Die Computerspezialisten unter den jungen Funkamateuren helfen im Haus in der Wuhlheide auch bei Wettkämpfen – hier Bodo Petermann, Y28TO, mit stets aktuellen Ergebnislisten

kurse leiten, Computerprogramme erarbeiten, Sponsoren gewinnen, die materielle und technische Basis ausbauen helfen, sich um die Beschaffung von Bastelmaterial kümmern. »Den Spaß macht erst die Gemeinschaft, und das Erhalten der Art, also der Funkamateuren, müßte schon vielen am Herzen liegen«, bekennt *Gerhard Schnitt.*

Effektives Stützpunksystem

So manche DDR-Amateurfunk-Klubstation trug diese Bezeichnung in der Vergangenheit zu Unrecht, war nur dem Versuch geschuldet, alle Genehmigungsinhaber im Umkreis zu organisieren. Und sicher hat auch das politische System der Vergangenheit viele Funkamateure bewogen, sich von dem »System Klubstation« zurückzuziehen.

Eine Erfahrung aus der Bundesrepublik aber ist, daß sich das gesellschaftliche Leben weitgehend in Vereinen und Verbänden abspielt, daß dort sich die Menschen außerhalb ihrer Arbeitswelt verwirklichen und engagieren für ihre Hobbies, für ihren Sport. Und dieses Engagement schließt neben funksportlichem Weiterkommen auch die Sorge um den Nachwuchs ein.

Ein Neubeginn bei uns könnten Arbeitsgemeinschaften *Junge Funker* dort sein, wo intakte Klubstationen an Bildungs- und Freizeiteinrichtungen auf das Interesse der Jugend der Umgebung stoßen (auch neue solche Domizile wären denkbar, da Berührungsängste zu dem weltumspannenden Amateur-

funkverkehr gegenstandslos geworden sind). An diesen Klubstationen sollte der Grundstock an Interesse und Wissen gelegt werden, während eine systematische Ausbildung nur in territorialen Ausbildungszentren sinnvoll erscheint, die sich ähnlich dem bei *Y44ZO* profilieren und verstehen müßten.

Das setzt Finanzierung voraus – Zuschüsse aus dem Staatshaushalt für den Amateurfunk sind international nicht üblich. Da die DDR nach wie vor ein sportfreudiges Land ist, können solche Zuschüsse wohl erwartet werden. Gleichermaßen aber sind andere Finanzierungsquellen zu erschließen – die Berliner sehen dafür: Lehrgänge gegen Entgelt für Westberliner Interessenten (wofür Standortvorteile den Ausschlag geben könnten), möglicherweise samt Prüfungsabnahme in Kooperation mit DL-Amateuren, das Anbieten solcher Dienstleistungen wie Softwareentwicklung für Amateurfunkbetrieb und Wettkämpfe, Bau von Einsteigergeräten, Vertrieb von Bauanleitungen, Bauelementen, Bausätzen, Organisieren von Expeditionen und Funkwanderungen für jedermann mit Kostenbeteiligung, Unterstützung durch Betriebe und Institutionen ...

Mehr denn je aber ist das uneigennützige Engagement der Funkamateure selbst gefragt, um den Nachwuchs heranzubilden. Denn sie können am besten mit fachlicher Kompetenz und durch eigenes Vorbild dauerhafte Werte schaffen: Junge Funkamateure, die exakt, selbständig, eigenverantwortlich, technisch versiert, betriebsdienstlich sicher, experimentierfreudig, weltgewandt, innovativ, kreativ und zuverlässig sind und die ihren Sport lieben. Das müßte schon zu machen sein.

31 Neue Begriffe der Kommunikationstechnik (3)

In Fortsetzung der Serie über neue Begriffe der Kommunikationstechnik (s. Elektronisches Jahrbuch 1986/1987) werden weitere Begriffe vorgestellt, die sich im Laufe der Entwicklung herausgebildet und Anwendung gefunden haben.

Assemble-Schnitt – nahtloses, elektronisches Zusammenführen zweier Videoaufnahmen auf dem Videoband im Videorecorder ohne sichtbare Bildstörungen

Audio-Video-Anlage – gerätetechnische Kombination aus bild- und tonwiedergebenden Einrichtungen in einem funktionellen Zusammenwirken. Zur A.-V.-A. gehören als Komponenten z. B. eine Videokamera, ein Videorecorder, ein Farbfernsehempfänger und eine Hi-Fi-Anlage, die über ein geeignetes Verbindungssystem miteinander verbunden sind

Audiovision (AV) – Verfahren und technische Einrichtungen zur Vermittlung von Informationen durch die gleichzeitige Wiedergabe von Bild und Ton zur Unterrichtung, Ausbildung, Unterhaltung und Erziehung

Autotracking – vollautomatische Spurlagenregelung im Videorecorder für eine bestmögliche störungsarme Wiedergabe von Bild und Ton, die auch auf einem anderen Videorecorder aufgenommen worden sein können

AV (Abk. für Audiovision) – ↑ Audiovision

Audio-Dubbing – Vertonen einer Videoaufzeichnung nachträglich zur Aufnahme mit Mikrofon oder Magnetband

Bewegtbildkommunikation – Form der ↑ Telekommunikation, wobei insbesondere Prinzipien des ↑ Bildfernsprechens benutzt werden. Auch Bildschirmkonferenzen zählen zur B.

Bildfernsprechen (Videotelefon) – Fernsprechen mit gleichzeitiger Übertragung des Bildes der Bildfernsprechteilnehmer oder von Bildvorlagen (Dokumenten, Zeichnungen) in beiden Richtungen. Das B. arbeitet bildseitig mit einer kleinen Fernsehkamera und einem kleinen Monitor und mit gegen-

über dem Fernsehen verringerter Bandbreite für die Bildübertragung. Sind mehrere Teilnehmer miteinander gleichzeitig verbunden, so spricht man auch vom Konferenzfernsehen

Bildschirmzeitung – immateriell über spezielle Übertragungsverfahren (Videotext) an eine große Anzahl von Teilnehmern auf Abruf bereitgestellte und auf dem Bildschirm von Farbfernsehempfängern zeitungsähnlich dargestelltes Informationsangebot. Die B. steht mit Videotext eng im Zusammenhang. Über einen an den Farbfernsehempfänger anschließbaren Drukker ist auch ein Ausdruck der B. möglich

Black-Matrix – Farbbildschirm in Farbfernsehbildröhren, bei dem die Abstände zwischen den roten, grünen und blauen Phosphorstreifen, die durch die Elektronenstrahlen zum Aufleuchten gebracht werden und das Farbbild ergeben, mit schwarzen Graphit-Trennlinien ausgefüllt sind, um das Auflicht zu absorbieren und Überstrahlungen zu verhindern. Die Vorteile davon sind größerer Kontrast und Farbreinheit und damit ein qualitativ hochwertigeres Farbbild

Breitband-Bildschirmtext – Bildschirmtext mit zusätzlicher Übermittlung von Ton- und Bildinformationen und von Filmprogrammen im Dialogabruf von einer Zentrale über ein Breitbandnetz an die Teilnehmer. B. B. kann auf Basis des konzipierten breitbandigen diensteintegrierten, digitalen Netzes (Breitband-ISDN) realisiert werden. Im Breitbandnetz arbeitet man mit Lichtleiter-Nachrichtenübertragung.

Breitbandkommunikation – zukunftsorientierter Informations- und Nachrichtenaustausch über breitbandige Verteilnetze für einzelne Teilnehmer. Über die B. können Hör- und Fernsehrundfunkprogramme (Kabelrundfunk) und andere breitbandige Signale (↑ Bildfernsprechen) übertragen und verteilt werden. In Zukunft orientiert man innerhalb der B. auch auf einen Filmabruf (ähnlich Bildschirmtext) oder die Einspeicherung von über Satelliten übertragenen Informationen

Broadcast-Videotext – internationale Bezeichnung für Videotext

Bürofernschreiben – Form der Textkommunikation zur Übertragung alphanumerischer Zeichen in kodierter Form mit einer gegenüber dem Fernschreiben höheren (mindestens 4fachen) Geschwindigkeit. Beim B. ist die Verwendung des vollen Zeichenvorrats einer Schreibmaschine möglich. Das B. gestattet eine Vereinigung von Textherstellung (Schreiben), Textbearbeitung (Verändern, Redigieren) und Textübertragung. Wesentliche Komponente der B. ist die Bürofernschreibmaschine, die mit Speicher und Anzeige (Sichtgerät) sowie Drucker arbeitet. Das B. wird auch mit Teletex bezeichnet

Bürokommunikation – Gesamtheit der in einem Büro oder in einer Verwaltungsstelle vorkommenden Kommunikationsdienste zum gegenseitigen Informationsaustausch. Zur B. gehören das Fernsprechen, das Fernschreiben, das ↑ Bürofernschreiben, das Fernkopieren und der Bildschirmtext

Camcorder (Abk. für Camera-Recorder) – Bezeichnung für ein Kombinationsgerät aus kleiner Videokamera und kleinem Videorecorder (Kamerarecorder)

CD (Abk. für Compact-Disc) – eine digitale Toninformation enthaltende Schallplatte (Bild 1), die mit Laserstrahlaufzeichnung und optoelektronischer Abtastung mit Laserstrahl (Bild 2) arbeitet. Die Abtastung geschieht bei der Wiedergabe von innen (500 U/min) nach außen (215 U/min) mit kontinuierlich sich verringernder Drehzahl. Durch das digitale Speicherprinzip (Bild 3) ergeben sich hoher Rauschabstand und nichtmeßbare Gleichlaufschwankungen. Eine spezielle Fehlerkorrektur bewirkt, daß mechanische Einflüsse auf der Platte (Staub) zu keinen hörbaren Beeinträchtigungen führen. Das Grundprinzip der CD führt in Abwandlungen zur ↑ CD-I, ↑ CD-ROM und ↑ CD-V

CD-I (Abk. für Compact-Disc-Interactive) – auf die ↑ CD zurückgehende

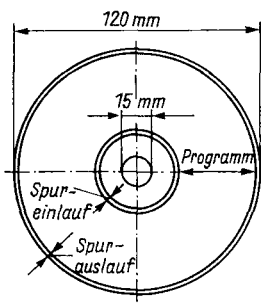


Bild 1
CD-Digitalschallplatte

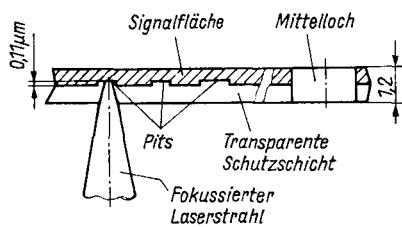


Bild 2
Laserabtastung optischer Platten (CD)

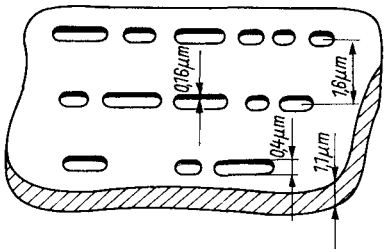


Bild 3
Ausschnitt aus einer CD

optische Speicherplatte mit Ton-, Video- und anderen Daten zur interaktiven Kommunikation mit dem Nutzer (kreative Freizeitgestaltung, touristische Informationen)

CD-ROM (Abk. für Compact-Disc-Read-Only-Momory) – auf die ↑ CD zurückgehende Festwert-Speicherplatte, die in digitaler Form Text-, Daten- und Grafikinformationen und Computerprogramme enthält und auch als Archivspeicher für Texte geeignet ist. Die CD-ROM stellt einen optischen Speicher mit Laserstrahlabtastung dar

CD-V (Abk. für Compact-Disc-Video) – auf die ↑ CD zurückgehende kombinierte Bild-Digitalton-Platte, die ein 6 min langes (analog gespeichertes) Videoprogramm mit Digitalton und anschließend noch ein reines 20 bzw. 25 min langes Digitaltonprogramm enthält. Die CD-V arbeitet wie die CD mit Laserstrahlabtastung und ist für kurze Videobeiträge (Videoclips) gedacht. Ihre auf 2×20 min Videoprogramm (mit Digitalton) erweiterte Version wird mit CD-Video-EP (Extended-Play) bezeichnet. Weiter gibt es noch eine CD-Video-LP-Version (Long-Play), die ein Videoprogramm von 2×60 min bereitstellt

Compact-Disc-Recorder – mit der ↑ MOD-Platte arbeitendes digitales optisches Speichergerät, das kompatibel zur ↑ CD aufgebaut ist

Copy-Code – Kopierschutz auf Digitalschallplatten (↑ CD), wodurch ein Überspielen von Programmen auf ein digitales Tonband (↑ DAT) verhindert werden soll. Dazu wird auf der Compact-Disc der Pegel bei der Frequenz von 3840 Hz rhythmisch abgesenkt. Diese bei der Wiedergabe nicht störende Absenkung detektiert der DAT-Recorder und sperrt ein eventuelles Überspielen

Cross-Interleave-Reed-Solomon-Code (CIRC) – spezieller Kode zur Fehlerkorrektur auf der ↑ CD. Der CIRC kann Fehlerabtastungen innerhalb einer Ausdehnung von 2,5 mm mit über 4000 bit korrigieren

CX (Abk. für Compatible-Expansion) – Verfahren zur Rauschminderung insbesondere für den Schallplatteneinsatz. CX ist ein kompatibles Verfahren, d. h., die komprimierten Aufnahmen sind auch ohne speziellen Dekoder (Expander), allerdings ohne Rauschverbesserung, abspielbar

DAT (Abk. für Digital-Audio-Tape) – Verfahren zur digitalen Speicherung von Tonsignalen auf Magnetband und ihre Wiedergabe. Man unterscheidet S-DAT (Stationary-Head-DAT) mit feststehendem Magnetkopf und Aufteilung des digitalen Tonsignals auf mehrere Spuren auf dem Magnetband und R-DAT (Rotary-Head-DAT) mit einem rotierenden Magnetkopf (Tabelle 1), wobei sich ähnliche Verhältnisse wie beim mit Schrägspurverfahren arbeitenden Videorecorder ergeben. Die nach diesem Verfahren arbei-

Tabelle 1 Hauptparameter von R-DAT

Variante	Aufnahme und Wiedergabe				Nur Wiedergabe	
	Standard	1	2	3	Normal	Langspiel
Abtastfrequenz (in kHz)	48	32	32	32	44,1	44,1
Kodierung (in bit/Abtastung)	16	16	12 nicht-linear	12 nicht-linear	16	16
Anzahl der Kanäle	2	2	2	4	2	2
Bandgeschwindigkeit (in mm/s)	8,15	8,15	4,075	8,15	8,15	12,22
Übertragungsrate (in Mbit/s)	2,45	2,45	1,22	2,45	2,45	2,45
Lineare Speicherdichte (in kbit/Zoll)	61	61	61	61	61	61
Fehlerkorrekturkode/Modulation	Reed-Solomon/ / 8-10-Mod.					
Drehzahl der Kopftrommeln (in U/min)	2000	2000	1000	2000	2000	2000
Relativgeschwindigkeit (in m/s)	3,13	3,13	1,56	3,13	3,13	3,13
Spieldauer	2 h	2 h	4 h	2 h	2 h	80 min
Subkode (in Kbit/s)	273	273	136	273	273	273
ID-Koderate (in Kbit/s)	68,3	68,3	34,1	68,3	68,3	68,3
Anwendung	Aufnahme/ Wiedergabe	Aufnahme vom Satelliten Hörrundfunk			Wiedergabe bespielter Bänder	

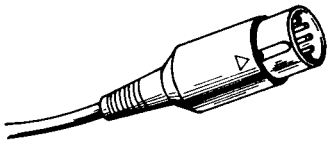


Bild 4
DIN-AV-Buchse

tenden Geräte werden mit DAT-Recorder bezeichnet und stellen ein Tonsignal mit hoher Qualität ähnlich wie die ↑ CD bereit

dbx – Verfahren zur Rauschminderung, das als Breitbandkompanderverfahren arbeitet

Delta-Sterofonie-System (DSS) – originalschallorientiertes, laufzeitbezogenes Beschallungsverfahren für richtungsgetreue und diffus-ambiente Schallversorgung großer Auditorien

Didon (Abk. für Diffuseur de donnés) – französische Bezeichnung für die Anwendung von Antiope zur Datenübertragung im Fernsehkanal

Digitaler Einzelbildspeicher – Festkörperspeicher mit der zur Aufnahme eines Einzelbildes notwendigen Speicherkapazität. Der digitale E. ist eine Neuerung in Fernsehempfängern und Videorecordern, die zur Verbesserung der Bildqualität und zur Erweiterung von Videotext eingesetzt wird. Beispiele dafür sind eine Bildfrequenz von 100 Hz, Einzelbildwiedergabe mit ruhigem Bildstand, Darstellung mehrerer Bilder auf dem Bildschirm (Bild im Bild)

DIN-AV-Buchse – genormte 6polige AV-Buchse (Bild 4) an Fernsehempfängern u. a. Geräten zur Entnahme oder Einspeisung von audiovisuellen Signalen

DMM (Abk. für Direct-Metal-Mastering – Direktmetallschnitt) – Plattenschnittverfahren in der Schallplattenherstellung, wobei der Schnitt der Masterplatte in eine verkupferte Schallplatte (bisher Lackfolie) geschieht. Dadurch wird diese Platte zum Original, von dem man direkt die Prägeform herstellt. Durch DMM wird das Grundrauschen vermindert

Dolby – Verfahren zur Rauschminderung, das eine frequenz- und pegelabhängige Kompression (vor der Aufzeichnung) und eine entsprechende Expansion (bei der Wiedergabe) der Dynamik vornimmt. Bei Dolby-A für Studioanwendungen wird der Übertragungsbereich (NF-Band) in 4 Frequenzbänder aufgeteilt. Dolby-B ist eine vereinfachte Variante mit pegelabhängiger unterer Frequenzgrenze (Sliding-Band-Kompander). Bei Dolby-C verwendet man 2 hintereinander geschaltete Dolby-B-Systeme. Mit Dolby-HX bezeichnet man ein Verfahren, das bei der Aufzeichnung den Vormagnetisierungsstrom des Magnetkopfs in Abhängigkeit von der aufzuzeichnenden Frequenz regelt.

Heinz Bäurich Hans Barthold
8-Bit-Mikrorechentechnik
Prozessoren, Schaltkreise
und ihre Programmierung
192 Seiten mit Abbildungen
Broschur, 9,00 DM
Bestell-Nr. 747 116 8

Heinz Bäurich Hans Barthold
Einführung in die
16-Bit-Mikrorechentechnik
mit dem Kl819 WM86
160 Seiten mit Abbildungen
Broschur, 8,30 DM
Bestell-Nr. 747 056 0

Andreas Bogatz
Mikrorechner
in der Amateurmeßtechnik
112 Seiten mit Abbildungen
Broschur, 5,80 DM
Bestell-Nr. 747 055 2

Frank Bormann
Michael Rentzsch
Einchip-Mikrorechner
Schaltungs- und
Programmierpraxis
128 Seiten mit Abbildungen
Broschur, 6,50 DM
Bestell-Nr. 747 206 4

Jörg Freudenberger
Christoph Weber
Christian Pokrandt
Schalter und Tasten
für die Schwachstromtechnik
80 Seiten mit Abbildungen
Broschur, 4,80 DM
Bestell-Nr. 747 207 2

Hans-Jürgen Kowalski
Berechnung und Aufbau
aktiver RC-Filter
128 Seiten mit Abbildungen
Broschur, 6,50 DM
Bestell-Nr. 747 054 4

Claus Kühnel
AD- und DA-Umsetzer
für den Amateur
112 Seiten mit Abbildungen
Broschur, 7,00 DM
Bestell-Nr. 747 136 0

Mikroelektronik
in der Amateurpraxis 3
2. Auflage
336 Seiten mit Abbildungen
Lederin, 19,50 DM
Bestell-Nr. 746 933 2

Heinz Rheinländer
Mikroelektronik Datenbuch
CMOS-Logikschaltkreise
160 Seiten mit Abbildungen
Broschur, 8,00 DM
Bestell-Nr. 747 205 6

Dietmar Schiller
Praktische NF-Verstärker-
technik
128 Seiten mit Abbildungen
Broschur, 7,00 DM
Bestell-Nr. 747 058 7

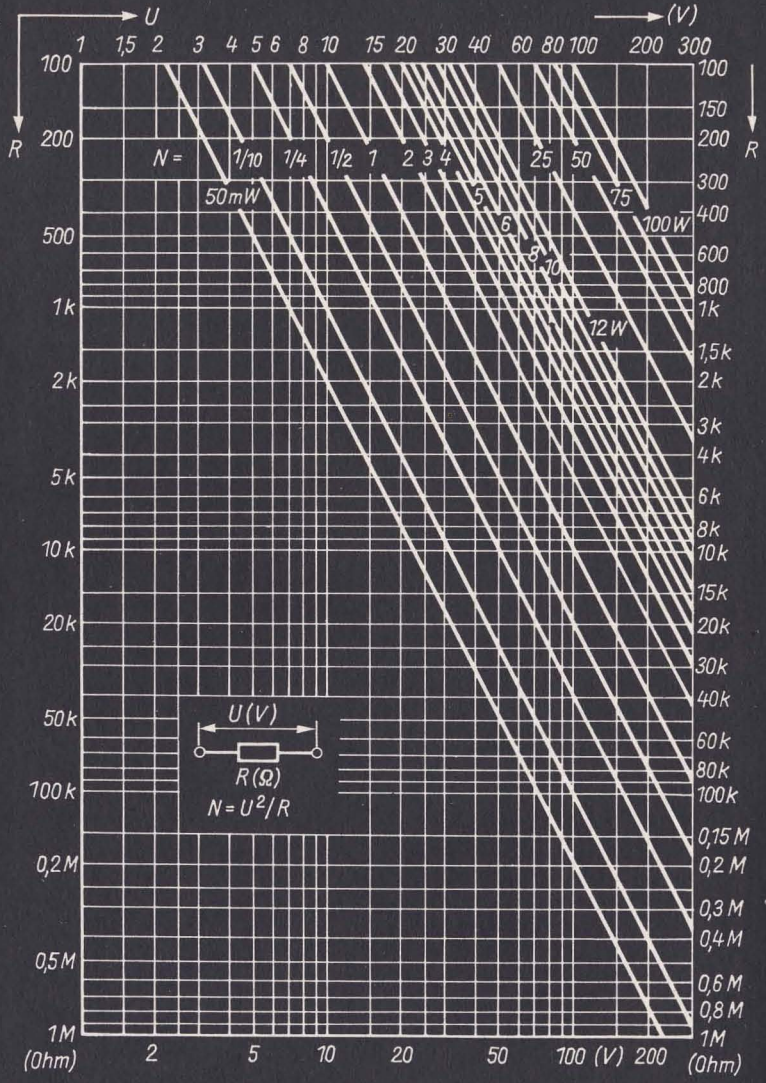
Amateurbibliothek

Manfred Kramer
Steffen Würtenberger
Datenbuch
Mikrorechnerschaltkreise
368 Seiten mit Abbildungen
Broschur, 16,00 DM
Bestell-Nr. 747 135 2

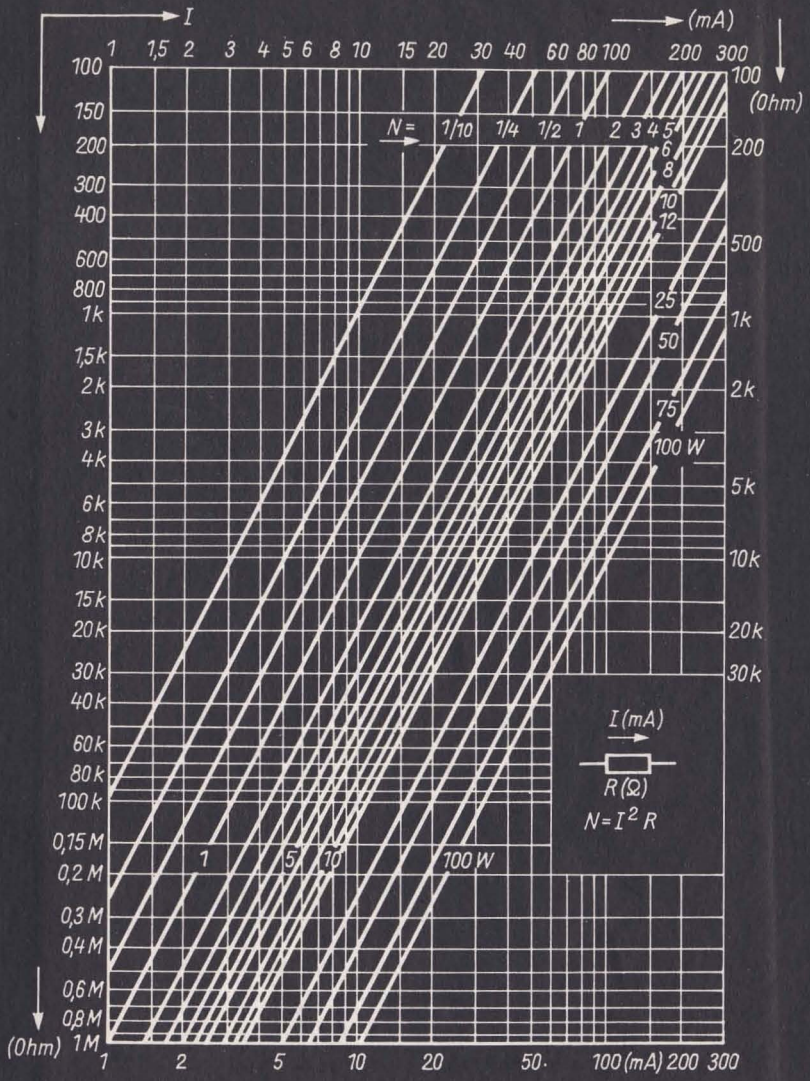
Hans-Jochen Schulze
Georg Engel
Moderne Musikelektronik
Praxisorientierte
Elektroakustik und Geräte
zur elektronischen
Klangerzeugung
352 Seiten mit Abbildungen
Broschur, 18,20 DM
Bestell-Nr. 747 202 1

Erhältlich im Buchhandel! Bei Bezugsschwierigkeiten wenden Sie sich an das Brandenburgische Verlagshaus
Abt. Absatz, Storkower Straße 158, Berlin, 1055

Widerstandsbelastung
(abhängig von der Spannung)



Widerstandsbelastung
(abhängig vom Strom)



ISBN 3-327-00937-6
ISSN 0424-8678

ELEKTRONISCHES JAHRBUCH 1991